



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

PROYECTO FIN DE CARRERA

ESTUDIO DE LAS TÉCNICAS DE MEDIDA TDA Y SU APLICACIÓN A LAS REDES SMATV

Autor: Jesús Ángel Infantes La Torre

Tutor: Daniel Segovia Vargas

Leganés, Noviembre de 2010

Título: ESTUDIO DE LAS TÉCNICA DE MEDIDA TDA Y SU APLICACIÓN A
LAS REDES SMATV

Autor: Jesús Ángel Infantes La Torre

Director: Carlos Cortés Alcalá

EL TRIBUNAL

Presidente: _____

Vocal:

Secretario:

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día __ de _____
de 20__ en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de
Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a mi tutor Daniel Segovia, la oportunidad que me ha ofrecido de realizar este Proyecto Fin de Carrera. Agradecerle a mi director de proyecto Carlos Cortés, la dedicación, disponibilidad y el esfuerzo que ha realizado a lo largo de este tiempo.

A mis padres, Angel y Charo, por el esfuerzo y trabajo que han realizado para que yo haya podido llegar hasta aquí. A ellos, a mi hermano Eduardo y a mi tío Jose Luís, darles las gracias por el apoyo incondicional y comprensión en los momentos difíciles. Agradacerles ahora que ya he terminado, la presión y el ánimo sin los cuales esto hubiera sido mucho más largo.

Mi más sincero agradecimiento a mi novia Rocío, por haber vivido día a día el trabajo, la presión y los nervios que a lo largo de este tiempo me han jugado malos ratos.

Por último, no quiero acabar sin dedicarle este Proyecto Fin de Carrera a una persona que me dejó en este periodo de tiempo pero que sé, que gracias a ella he podido conseguir aquello en lo que siempre confió: mi abuela, Carmen Merino. DEP.

Resumen

En este Proyecto Fin de Carrera se presentan las técnicas de medida TDA (*Time Domain Analysis*) para su futura aplicación sobre redes SMATV (*Satellite Master Antenna Television*).

Tras hacer una introducción al concepto de ICT (Infraestructura Común de Telecomunicaciones) y a las técnicas de medida en el dominio del tiempo, se realiza una comparación entre el análisis de dispositivos en el dominio de la frecuencia mediante un analizador vectorial de redes (VNA) y en el dominio temporal mediante técnicas TDR/T (*Time Domain Reflectometry/Transmission*). Se incluyen simulaciones para la aplicación de las técnicas de medida TDA sobre una red SMATV con el objetivo de encontrar la respuesta que caracteriza dicha red.

Finalmente, se realiza una comparación entre los resultados obtenidos aplicando las técnicas de medida TDR/T y utilizando un VNA para el análisis en frecuencia de una red SMATV, comprobando la viabilidad de la utilización de técnicas de medida temporales sobre la red descrita.

Abstract

This Master Thesis Project presents the measurement techniques TDA (*Time Domain Analysis*) for the future implementation on SMATV (*Satellite Master Antenna Television*) networks.

After an introduction about the ICT's (*Common Telecommunications Infrastructure*) concept and the time measurement techniques, described a comparison between the analysis of devices in frequency domain by a vectorial network analyzer (VNA) and in the time domain by technical TDR/T (*Time Domain Reflectometry/Transmission*). It includes the simulations to the implementation of TDA measurement techniques on SMATV network with the aim of finding response characteristics of this network.

Finally, a comparison between the results obtained through the application of measurement techniques TDR/T and using VNA to do a frequency analysis about SMATV network, proving the feasibility of using measurement techniques time on the network that are described.

Índice general

CAPÍTULO 1.....	17
INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	17
1.1 Introducción.....	17
1.2 Objetivos	18
1.3 Fases del desarrollo	19
1.4 Estructura de la memoria.....	20
CAPÍTULO 2.....	23
TÉCNICAS DE MEDIDA TDA Y SU APLICACIÓN SOBRE REDES SMATV	23
2.1 Introducción y definición de ICT	23
2.1.1 Elementos constituyentes y estructura general	25
2.2 Introducción a las técnicas de medida en el dominio del tiempo (TDA)	29
2.3 Fundamentos teóricos sobre las técnicas TDA.....	30
2.3.1 Propagación en una línea de transmisión.....	33
2.3.2 Test de reflexión TDR.....	36
2.3.3 Localización de discontinuidades	37
2.3.4 Análisis de reflexiones.....	38
2.4 Análisis TDR/TDT frente a análisis mediante VNA.....	41
2.4.1 Limitaciones de análisis: TDR/TDT frente a VNA.....	42
2.5 Relaciones matemáticas entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia	48
2.5.1 Caracterización de la función de transferencia de un dispositivo.....	52
2.6 Elección de la señal de excitación para un análisis TDR/TDT	54
2.6.1 Tren de pulsos frente a Escalón.....	54
2.7 Metodología de las técnicas TDA para la caracterización de dispositivos	64
CAPÍTULO 3.....	70
MEDIDAS MEDIANTE VNA FRENTE A SIMULACIÓN CAD DE UN ANÁLISIS TDR/TDT	70
3.1 Obtención de los parámetros S de una red mediante VNA.....	70
3.2 Simulación CAD de un análisis mediante VNA frente a un análisis TDR/TDT	73
3.2.1 Análisis de “Red ICT Planta 4ª en Banda TV & SAT”	73
3.2.2 Análisis de la red ICT para el “Aislamiento en la Toma de Usuario en la Banda TV & SAT”	79

ÍNDICE GENERAL

3.3 Comportamiento de una red SMATV ante un cortocircuito en una toma de usuario	86
3.4 Cálculo de la respuesta al impulso de redes SMATV	88
CAPÍTULO 4.....	96
CONCLUSIONES	96
4.1 Conclusiones.....	96
 GLOSARIO	 100
REFERENCIAS.....	102

Índice de figuras

<i>Figura 2. 1: Red ICT SMATV de la UPM</i>	27
<i>Figura 2. 2: Esquema de ICT para edificios de vivienda</i>	29
<i>Figura 2. 3: Medida de Voltaje frente a Tiempo en un osciloscopio en un punto particular de una línea de transmisión conduciendo un escalón de altura E_i [8]</i>	33
<i>Figura 2. 4: Modelo clásico de una línea de transmisión [8]</i>	34
<i>Figura 2. 5: Diagrama de bloques funcional de un sistema de análisis en el dominio del tiempo</i>	36
<i>Figura 2. 6: Representación en osciloscopio cuando $\varepsilon_r = 0$</i>	37
<i>Figura 2. 7: Representación en osciloscopio cuando $\varepsilon_r \neq 0$</i>	37
<i>Figura 2. 8: Representación TDR para cargas típicas [8]</i>	39
<i>Figura 2. 9: Representación TDR para una carga compleja [8]</i>	40
<i>Figura 2. 10: Valor de la impedancia característica medida a lo largo de una línea de transmisión con distintas discontinuidades [9]</i>	41
<i>Figura 2. 11: Dualidad entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia [11].</i>	43
<i>Figura 2. 12: Fuentes TDR y VNA</i>	44
<i>Figura 2. 13: Ejemplo de ancho de banda de receptor TDR y VNA</i>	45
<i>Figura 2. 14: Rango dinámico TDR [11]</i>	45
<i>Figura 2. 15: Ejemplo de una pobre selección de la base temporal (TB)</i>	46
<i>Figura 2. 16: Ejemplo de resolución pobre escogida para una medida TDR [11]</i>	47
<i>Figura 2. 17: Ejemplo de diferentes valores de rango dinámico resultantes [11]</i>	48
<i>Figura 2. 18: Diagrama de bloques de una medición TDR y forma de onda típica [12]</i>	49

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 2. 19: Relación de tensiones que aparecen en un dispositivo tras incidir una onda.</i>	50
<i>Figura 2. 20: Comparativa entre diagramas de distintos esquemas de medición [12]....</i>	51
<i>Figura 2. 21: Relación entre los parámetros S y los parámetros en análisis TDR/TDT..</i>	52
<i>Figura 2. 22: Tren de pulsos ideal con ciclo de trabajo de 50% a 5 MHz.</i>	54
<i>Figura 2. 23: Escalón ideal ($T_r = 0$ ps).</i>	55
<i>Figura 2. 24: Señal de tipo pulso y su correspondiente transformada de Fourier.....</i>	56
<i>Figura 2. 25: Definición de las características de un pulso.</i>	56
<i>Figura 2. 26: Espectro de un pulso de 500 ps de anchura y periodo 1ns ($t_r=0$).</i>	57
<i>Figura 2. 27: Espectro de un pulso de 500 ps de anchura y periodo 4 ns ($t_r = 0$).</i>	58
<i>Figura 2. 28: Comparación de señales con distintos tiempos de subida ($T=4$ns, 12.5% de ciclo de trabajo).</i>	58
<i>Figura 2. 29: Señales con ciclo de trabajo del 50% y con distintos tiempos de subida. ..</i>	59
<i>Figura 2. 30: Espectro de señales con ciclo de trabajo del 50% y con distintos tiempos de subida.</i>	60
<i>Figura 2. 31: Señales con ciclo de trabajo del 50% y con distintos tiempos de bajada. .</i>	60
<i>Figura 2. 32: Espectro de señales con ciclo de trabajo del 50% y con distintos tiempos de bajada.</i>	61
<i>Figura 2. 33: Tren de pulsos con ciclo de trabajo de 25% a 5 MHz.</i>	62
<i>Figura 2. 34: Tren de pulsos con ciclo de trabajo de 50% a 5 MHz.</i>	62
<i>Figura 2. 35: Tren de pulsos con ciclo de trabajo de 75% a 5 MHz.</i>	63
<i>Figura 2. 36: Espectros de tren de pulsos con distintos ciclos de trabajo a 5 MHz.</i>	63
<i>Figura 2. 37: Muestreo de una señal periódica</i>	65
<i>Figura 3. 1: Analizador vectorial de redes Agilent E5062A.....</i>	71
<i>Figura 3. 2: Esquema general de la Red ICT del Campus Sur de la UPM</i>	72
<i>Figura 3. 3: Esquema de medida del “Red ICT Planta 4”</i>	73
<i>Figura 3. 4: Medida mediante VNA del parámetro S_{21}(dB) de la “Red ICT Planta 4 Banda TV”</i>	74
<i>Figura 3. 5: Medida mediante VNA del parámetro S_{31}(dB) de la “Red ICT Planta 4 Banda SAT”</i>	74
<i>Figura 3. 6: Circuito de simulación para medida TDR/TDT de la “Red ICT Planta 4” .</i>	75
<i>Figura 3. 7: Formas de onda de las señales medidas en los Puertos 1,2 y 3</i>	76

<i>Figura 3. 8: Espectros de las señales medidas en los Puertos 1,2 y 3</i>	<i>77</i>
<i>Figura 3. 9: Printado del editor de ecuaciones de AWR para simulación de análisis TDT</i>	<i>77</i>
<i>Figura 3. 10: Medida mediante VNA frente al análisis TDR/TDT de la “Red ICT Planta 4” (Banda TV).....</i>	<i>78</i>
<i>Figura 3. 11: Medida mediante VNA frente al análisis TDR/TDT de la “Red ICT Planta 4” (Banda SAT).....</i>	<i>78</i>
<i>Figura 3. 12: Esquema de medida del “Aislamiento Toma de Usuario en Banda TV & SAT”</i>	<i>79</i>
<i>Figura 3. 13: Circuito de simulación para medida TDR/TDT del “Aislamiento Toma de Usuario en Banda TV”.....</i>	<i>80</i>
<i>Figura 3. 14: Circuito de simulación para medida TDR/TDT del “Aislamiento Toma de Usuario en Banda SAT”</i>	<i>80</i>
<i>Figura 3. 15: Medida mediante VNA del parámetro S_{21}(dB) del “Aislamiento Toma de Usuario en Banda TV”</i>	<i>81</i>
<i>Figura 3. 16: Medida mediante VNA del parámetro S_{21}(dB) del “Aislamiento Toma de Usuario en Banda SAT”</i>	<i>81</i>
<i>Figura 3. 17: Formas de onda de las señales en los Puertos 1 y 2 (Banda TV)</i>	<i>82</i>
<i>Figura 3. 18: Formas de onda de las señales en los Puertos 1 y 2 (Banda SAT)</i>	<i>83</i>
<i>Figura 3. 19: Printado del editor de AWR para simulación de análisis TDT</i>	<i>83</i>
<i>Figura 3. 20: Espectros de las señales medidas en los Puertos 1 y 2 (Banda TV).....</i>	<i>84</i>
<i>Figura 3. 21: Espectros de las señales medidas en los Puertos 1 y 2 (Banda SAT).....</i>	<i>84</i>
<i>Figura 3. 22: Medida mediante VNA frente al análisis TDR/TDT del “Aislamiento Toma de Usuario Banda TV”</i>	<i>85</i>
<i>Figura 3. 23: Medida mediante VNA frente al análisis TDR/TDT del “Aislamiento Toma de Usuario Banda SAT”</i>	<i>85</i>
<i>Figura 3. 24: Medida de simulación de la “Red ICT Planta 4” (Banda TV) del caso ideal frente a cortocircuito.....</i>	<i>87</i>
<i>Figura 3. 25: Medida de simulación de la “Red ICT Planta 4” (Banda SAT) del caso ideal frente a cortocircuito.....</i>	<i>87</i>
<i>Figura 3. 26: Respuesta al impulso de la red ICT Planta 4 (TV) aplicando TDR-LPI....</i>	<i>89</i>
<i>Figura 3. 27: Respuesta al impulso de la red ICT Planta 4 (SAT) aplicando TDR-LPI..</i>	<i>89</i>

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 3. 28: Respuesta al impulso del Aislamiento Toma de Usuario (TV) medida mediante TDR-LPI</i>	<i>90</i>
<i>Figura 3. 29: Respuesta al impulso del Aislamiento Toma de Usuario (SAT) medida mediante TDR-LPI</i>	<i>91</i>
<i>Figura 3. 30: Respuesta al impulso del Aislamiento Toma de Usuario (TV) medida mediante TDR-LPI a partir del S_{22}</i>	<i>92</i>
<i>Figura 3. 31: Respuesta al impulso de la “Red ICT Planta 4” (Banda TV) con cortocircuito</i>	<i>93</i>
<i>Figura 3. 32: Respuesta al impulso de la “Red ICT Planta 4” (Banda SAT) con cortocircuito</i>	<i>93</i>

Capítulo 1

Introducción y objetivos

1.1 Introducción

Hoy en día, el número de usuarios que precisan de varios servicios de telecomunicaciones en sus propios domicilios se incrementa de forma considerable. Es por ello, por lo que en nuestro país desde el año 1999 [1] todos los edificios de nueva construcción destinados a uso residencial deban dotarse de instalaciones específicas para facilitar el acceso a los distintos servicios de telecomunicaciones. Dichas instalaciones se les conoce como Infraestructuras Comunes de Telecomunicación, ICT. Más tarde, esta normativa fue modificada en el año 2003.

Uno de los aspectos que comprenden las ICT's, son las redes SMATV (*Satellite Master Antenna Television*), redes de distribución de servicios de radiodifusión sonora o de televisión (terrenal o por satélite).

La línea de trabajo del proyecto busca evaluar una posible alternativa para la realización de medidas TDA en redes SMATV. Se trata de valorar la aplicación de estas medidas en el dominio del tiempo con el fin de obtener la respuesta al impulso o al escalón. Como ventaja adicional del análisis en el dominio del tiempo es interesante señalar que éste puede ofrecer información complementaria sobre posibles discontinuidades, sus características, su ubicación física en la red así como la visualización de posibles perturbaciones por culpa de desadaptaciones.

Si bien el análisis en el dominio del tiempo TDA (en reflexión TDR y en transmisión TDT) es una técnica usada en distintas áreas como la caracterización de materiales [2], caracterización de interconexiones o buses de datos de alta velocidad [3], se encuentra disponible poca documentación respecto a la aplicación planteada.

1.2 Objetivos

Este proyecto comienza con un estudio teórico previo que permita un conocimiento detallado de las técnicas de medida en el tiempo TDR/TDT.

El primer objetivo es sentar las bases que ayuden a comprender las limitaciones prácticas del análisis TDA. De este modo se pretende establecer los requisitos de las señales de entrada para poder obtener la resolución espacial y en frecuencia requerida.

Posteriormente se plantea el estudio de las respuestas en el dominio del tiempo de diversas estructuras circuitales simples. Con el apoyo de la literatura existente, esta fase debe permitir una mejor comprensión e interpretación de las respuestas obtenidas así como las consecuencias que en los resultados obtenidos puedan tener las características de las señales de excitación. Después, se estudia la relación de las respuestas en el dominio del tiempo con sus análogas en el dominio de la frecuencia con el fin de obtener los coeficientes de reflexión y de transmisión lo que en las condiciones adecuadas de carga constituyen los parámetros S del elemento a caracterizar. Para ello se reflexiona acerca de las funciones matemáticas que relacionan ambos dominios.

Teniendo en cuenta que lo que se trata de obtener son las respuestas en frecuencia de las redes/dispositivos partiendo de medidas en transmisión y reflexión en el dominio

del tiempo, se explican los correspondientes métodos de cálculo para que la transformación entre dominios sea óptima.

Más adelante se aplican las técnicas TDA para el análisis de una red SMATV. En un primer lugar, este análisis se basa en simulaciones que parten de las respuestas medidas en redes en términos de parámetros S mediante VNA. El objetivo se basa en obtener las respuestas en el dominio del tiempo ó frecuencia y tratar de evaluar e interpretar la información referente al comportamiento de la red/dispositivo utilizando una herramienta software de simulación llamada *Microwave Office AWR*. Posteriormente se comparan las respuestas en frecuencia para poder comprobar la validez y viabilidad de la metodología en análisis temporal empleada con respecto a medidas tomadas mediante VNA. Después se estudia el comportamiento de la red SMATV ante una situación concreta y por último, se calcula la respuesta al impulso de la medidas tomadas anteriormente para intentar obtener más información sobre el comportamiento de la red.

1.3 Fases del desarrollo

Para alcanzar los objetivos propuestos, se comienza haciendo una breve introducción teórica sobre las técnicas de medida en el dominio del tiempo (TDA), y su correspondiente aplicación en el campo de las microondas.

Como segunda fase, se procede a realizar una comparación entre el análisis TDR/TDT y el análisis mediante VNA, explicando con detalle las limitaciones conocidas hasta ese momento y las que según se realiza el estudio van surgiendo. Posteriormente, se estudian la relaciones matemáticas entre los dominios temporal y frecuencial, seguida de la caracterización de la forma de onda que se va a utilizar para el análisis TDR/TDT y las limitaciones que conlleva. Después se explican los procedimientos de cálculo de las respuestas de dispositivos y redes en ambos dominios.

A partir de las medidas tomadas de los parámetros S mediante VNA de una red SMATV desde dos puntos de vista, se simula mediante el software *Microwave Office AWR* el análisis en el tiempo TDR/TDT, así como el análisis mediante VNA. La ICT sobre la que se toman las medidas (“ICT Planta 4” y “Aislamiento Toma de Usuario en

banda TV&SAT”), se encuentra disponible en el Campus Sur de la Universidad Politécnica de Madrid.

Después, se realiza un estudio sobre como afecta un cortocircuito en una toma de usuario sobre la red SMATV. Por último, se analiza la respuesta al impulso de las medidas tomadas sobre la red de distribución.

1.4 Estructura de la memoria

La presente memoria comienza con una breve introducción sobre los objetivos y la metodología empleada en la realización del proyecto. Los capítulos posteriores se organizan como sigue:

- En el Capítulo 2, se realiza una breve introducción al concepto, teoría y utilidad de las técnicas de medida en el dominio del tiempo TDA. Dentro de este capítulo, se realiza una comparación entre las técnicas de medida en el dominio temporal, con las técnicas de medida en el dominio de la frecuencia mediante VNA, exponiendo posteriormente sus limitaciones y las relaciones matemáticas que existen entre ambos dominios. Por último, se definen los procedimientos a seguir para el cálculo de la respuesta al tren de pulsos de una red/dispositivo.
- En el Capítulo 3, se realiza la medida de los parámetros S de una red mediante VNA desde dos puntos de vista. Se analizan las correspondientes funciones de transferencia mediante una simulación aplicando las técnicas de medida estudiadas. Después de cada simulación, se comparan los resultados obtenidos mediante los diferentes análisis en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Se analiza el comportamiento de la red ante una situación concreta y para finalizar se calcula la respuesta al impulso de las medidas analizadas al comienzo de éste capítulo.
- En el Capítulo 4, se analizan las conclusiones generales que se pueden extraer del trabajo realizado.

Al finalizar la memoria se hace un listado de las referencias bibliográficas usadas a lo largo del proyecto.

Capítulo 2

Técnicas de medida TDA y su aplicación sobre redes SMATV

2.1 Introducción y definición de ICT

El acrónimo ICT (Infraestructura Común de Telecomunicaciones) corresponde al nombre genérico que reciben todos los elementos comunes a un edificio o urbanización relacionados con el acceso a los diferentes servicios de comunicaciones. Las ICT son un elemento esencial para la provisión de los servicios digitales de la vivienda inteligente ya que de su existencia y características va a depender en gran medida, la posibilidad y el coste de despliegue de los nuevos servicios.

La creación de las ICT supone un gran avance en lo que respecta a la difusión de información y tecnologías de comunicaciones. Con estos cambios estructurales se espera que se produzca un exponencial incremento en la capacidad de redes y sistemas de

comunicaciones, así como un acceso mucho más sencillo a los servicios de la información. Entre estos servicios de telecomunicaciones que ofrece una ICT destacan, entre otros, la telefonía en sus distintas modalidades, Internet banda ancha, telecomunicaciones por cable, radiodifusión sonora y televisión analógicas, digitales, terrenales o por satélite. La principal ventaja de una ICT radica en que agrupa todos estos servicios en una única instalación, de manera que estas redes instaladas en el interior de cada edificio, constituyen una prolongación de las redes de comunicación desplegadas por los distintos operadores. Un ejemplo de ICT son las conocidas SMATV, que son redes de distribuciones de servicios de radiodifusión sonora y de televisión, sobre las cuales en este Proyecto Fin de Carrera se va a realizar análisis en el dominio del tiempo.

Volviendo al concepto general de las ICT's, cabe mencionar que además de los servicios de telefonía básica y televisión terrenal se han añadido otros como la televisión por cable, por satélite, Internet o la televisión digital terrestre (TDT). Sin embargo, la implantación de estos servicios carecía de una reglamentación técnica en la construcción de las viviendas que obligara a las mismas de una dotación de infraestructura apropiada para el despliegue de estos servicios. Así pues, el concepto de infraestructura común de telecomunicaciones se empezó a utilizar a raíz del decreto de 1998[4], en el cual se estableció un nuevo régimen jurídico en materia de los servicios de telecomunicaciones. Y por el cual se establece que no se concederá autorización para la construcción de nuevos edificios o rehabilitación total de los existentes si al Proyecto de Edificación no se acompaña el Proyecto Técnico de ICT.

A este primer decreto, le siguieron un segundo[5] y tercer[6] decreto que incluyeron ciertas modificaciones. Con estos reglamentos se defiende el derecho de los ciudadanos a tener acceso, desde la perspectiva de la libre competencia, a la amplia gama de servicios de telecomunicaciones existentes. Y a su vez, las exigencias de presentación de proyectos de ICT, garantizan la no proliferación de sistemas individuales estableciendo una serie de obligaciones sobre el uso común de infraestructuras. Esto implica la limitación de la instalación de aquéllos cuando no exista infraestructura común de acceso a los servicios de telecomunicaciones.

Pero no será hasta la promulgación de un nuevo decreto [7], cuando definitivamente se apruebe el reglamento regulador de las ICT. Pues la constante evolución de las telecomunicaciones hizo necesario el desarrollo de un nuevo marco

legislativo en materia de infraestructuras comunes para el acceso a los servicios de telecomunicación.

También tiene la consideración de infraestructura común de telecomunicaciones para el acceso a los servicios de telecomunicación aquella que, no cumpliendo inicialmente las funciones indicadas anteriormente, se adapte para cumplirlas. Y la adaptación de esta puede llevarse a cabo, en la medida en que resulte indispensable, mediante la construcción de una infraestructura adicional a la preexistente.

En el siguiente apartado se procede a realizar una descripción de la estructura general así como de los elementos que componen una ICT.

2.1.1 Elementos constituyentes y estructura general

La infraestructura que soporta el acceso a los servicios de telecomunicación, obedece a la necesidad de establecer una breve descripción de los diferentes elementos que conforman la ICT de un inmueble y que permiten soportar los distintos servicios de telecomunicación.

Los elementos que conforman la ICT para la captación, adaptación y distribución de señales de radiodifusión sonora y de televisión procedentes de emisiones terrenales y de satélite, se pueden clasificar de diferentes maneras. Por un lado, la clasificación de dichos elementos se realiza según las funciones que cumplen dando lugar a tres grupos diferentes:

a) Conjunto de elementos de captación de señales:

Es el conjunto de dispositivos encargados de recibir las señales de radiodifusión sonora y televisión procedentes de emisiones terrenales y satélite. Los conjuntos captadores de señales están compuestos por antenas, mástiles, torretas y demás sistemas de sujeción necesarios, en cada caso, para la recepción de las señales de radiodifusión sonora y de televisión procedentes de emisiones terrenales o para las procedentes de satélite. Asimismo, formarán parte del conjunto captador de señales todos aquellos elementos activos o pasivos encargados de adecuar las señales para ser entregadas al equipamiento de cabecera.

b) Equipamiento de cabecera:

Es el conjunto de dispositivos encargados de recibir las señales provenientes de los elementos captadores de señales de radiodifusión sonora y televisión, y adecuarlas para su distribución al usuario. Se encarga de entregar el conjunto de señales a la red de distribución en las condiciones de calidad requeridas.

c) Red:

Conforman la red el conjunto de elementos necesarios para asegurar la distribución de las señales desde el equipo de cabecera hasta las tomas de usuario. Esta red se estructura a su vez en cuatro redes, red de distribución, red de dispersión, red interior y red de alimentación, con dos puntos de referencia llamados punto de acceso al usuario y toma de usuario:

c.1) Red de distribución

Esta primera red enlaza el equipo de cabecera con la red de dispersión. Comienza a la salida del dispositivo de mezcla, y su función principal es llevar a cada planta las señales necesarias para facilitar la incorporación de las señales procedentes de los elementos de captación a la red de distribución. Finaliza en los derivadores, que permiten la segregación de las señales a la red de dispersión. La infraestructura que la soporta está compuesta por la canalización principal, que une los recintos de instalaciones de telecomunicaciones inferior y superior y por los registros principales. Esta red es doble lo que permite la distribución de dos plataformas digitales. Un ejemplo de este tipo de redes, son las conocidas como SMATV (*Satellite Master Antenna Television*) sobre las que éste proyecto realizará el estudio pertinente en los Laboratorios del Campus Sur de la Universidad Politécnica de Madrid.



Figura 2. 1: Red ICT SMATV de la UPM

c.2) Red de dispersión

Es la parte de la red que enlaza la red de distribución con la red interior de usuario. Comienza en los derivadores que proporcionan la señal procedente de la red de distribución, y finaliza en los puntos de acceso al usuario. La infraestructura que la soporta está formada por la canalización secundaria y los registros secundarios.

c.3) Red interior de usuario

Corresponde al último tramo de la red y su función principal es distribuir desde los PAU hasta las bases de cada toma de usuario las señales de los diferentes servicios de telecomunicación en el interior de cada vivienda o local. La infraestructura que la soporta está formada por la canalización interior de usuario, los registros de terminación de red y de toma y PAU:

c.3.1) Punto de acceso al usuario (PAU):

En el PAU comienza la red interior del domicilio del usuario, que permite la delimitación de responsabilidades en cuanto al origen, localización y reparación de averías. Se encuentra ubicado en el interior del domicilio, concretamente en los registros de terminación de red. Permite al usuario la selección del cable de la red de dispersión que desee, puesto que la instalación incluye dos cables. Se incluye, como mínimo, un PAU para cada usuario final.

Para el caso de viviendas, el PAU aloja un elemento repartidor, el cual dispone de un número de salidas que permite la conexión y servicio a todas las estancias de la vivienda, excluyendo baños y trasteros.

c.3.2) Toma de usuario:

Es el dispositivo que permite la conexión a la red de los equipos de uso personal para acceder a los diferentes servicios. En viviendas, se incluye una toma de usuario por cada dos estancias o fracción. Encontrando como mínimo un número de dos tomas de cada servicio por vivienda. En el proyecto se realizará un estudio sobre el aislamiento entre dos tomas de usuario en bandas TV/SAT.

c.4) Red de alimentación

Las redes de alimentación de los distintos operadores se introducen en la ICT tanto por la parte inferior del inmueble como por la superior:

Por la parte inferior se realiza a través de la arqueta de entrada y de la canalización externa y de enlace, atravesando el punto de entrada general del inmueble. Por la parte superior, a través del pasa muro y de la canalización de enlace hasta los registros principales situados en los recintos de instalaciones de telecomunicaciones, donde se produce la interconexión con la red de distribución.

En la figura 2.2 se muestra la topología general de una infraestructura común de telecomunicaciones y su disposición en un edificio de viviendas:

se conoce hoy en día como *analizador de redes*. En concreto, un *analizador vectorial de redes* (VNA) consta de un generador de señal que produce una senoide cuya frecuencia es leída para excitar el dispositivo de prueba (DUT). Desde este momento el concepto de DUT (*Device Under Test*) aparecerá refiriéndose a aquel dispositivo, red ó infraestructura sobre la que se va a realizar ciertas medidas. Continuando con lo explicado, el analizador de redes mide las señales reflejadas y transmitidas del DUT. La forma de onda reflejada puede ser presentada en varios formatos donde el más utilizado el coeficiente de reflexión. El coeficiente de reflexión ρ es un parámetro que establece la relación entre la señal reflejada y la señal que incide en un DUT aunque este concepto se explicará de forma detenida más adelante.

El dominio frecuencial puede ser el más indicado para poder observar el comportamiento de cualquier red/dispositivo, pero existen ciertas limitaciones a la hora de realizar las medidas sobre infraestructuras extensas tales como ICT's instaladas en una vivienda con un gran número de plantas, donde si se quiere realizar una medida con un VNA entre la primera planta y la última (por ejemplo), se presenta bastante complejo.

Es por ello por lo que se realiza un cambio desde el punto de vista de análisis de redes/dispositivos y se plantea la posibilidad de aplicar una metodología basada en la utilización de medidas temporales. Esta metodología se conoce como "*Técnica de Análisis en el Dominio del Tiempo*" y, como su propio nombre indica, se basa en la utilización de señales en el dominio temporal, para poder caracterizar el comportamiento de la red/dispositivo. Por ello se procede a explicar los fundamentos teóricos que la aplicación de estas técnicas que hay conocer.

2.3 Fundamentos teóricos sobre las técnicas

TDA

El instinto que lleva a querer aplicar las técnicas de análisis en el dominio temporal se interrumpe con la aparición de dos puntos de vista.

El procedimiento típico a seguir en la aplicación de estas medidas parte de introducir una señal incidente en un DUT y observar el comportamiento de las señales que puedan aparecer en las puertas de salida como también en la puerta de entrada. Es por ello por lo que la observación del comportamiento del DUT se puede observar de los dos puntos de vista citados.

Por un lado, el interés puede recaer en sacar información sobre el comportamiento de la red/dispositivo cuando se inyecta una señal por un puerto de entrada y se relaciona con la señal que aparece en el puerto de salida. Es este caso en el que el punto de vista se centra en el estudio de la respuesta de la red/dispositivo en concepto de transmisión, recibiendo dicho análisis el nombre de *TDT (Time Domain Transmission)*.

Sin embargo, si el interés recae en la observación de la señal que se introduce por un puerto de entrada y en este caso se relaciona con la señal que se refleja en ese mismo puerto, el punto de vista se centra en el estudio del comportamiento de la red/dispositivo en concepto de reflexión. Éste análisis recibe el nombre de *TDR (Time Domain Reflectometry)*.

Por tanto, por la aparición de estos dos puntos de vista, apartir de ahora para referirnos a la aplicación de medidas en el dominio temporal en reflexión y transmisión utilizaremos la terminología TDR/TDT.

El procedimiento basado en medidas tomadas en el dominio de la frecuencia mediante VNA, tiene sus limitaciones a la hora de analizar redes/dispositivos con distintas discontinuidades, ya que no presenta información sobre la localización de las mismas. Por tanto, cuando esta información es importante resulta más práctico recurrir a medidas en el dominio del tiempo TDR/TDT.

A día de hoy, la utilización de las técnicas de medida en el dominio del tiempo, ha estado enfocado a la caracterización de materiales así como de buses de datos de alta velocidad.

Es por ello por lo que se propuso realizar este proyecto, pero estas técnicas de medida temporal presentan limitaciones relacionadas con el tipo de pulso/escalón a utilizar, ya que éste deberá transmitirse a una frecuencia relativamente alta para poder propagarse a lo largo de la red/dispositivo. Por otro lado, mediante las técnicas TDR/TDT

se obtiene información más relevante con respecto a la respuesta en ancho de banda de un sistema de transmisión que otras técnicas de medida.

La posible existencia de discontinuidades (desde el punto de vista de impedancia) provoca que el método más común para evaluar una red/dispositivo y la impedancia de la misma, se basa en aplicar una señal al DUT y medir las ondas resultantes de la discontinuidad que pueda existir. A partir de estas medidas, se puede obtener la relación entre la onda reflejada e incidente que equivaldría al coeficiente de reflexión, así como a la relación entre la señal transmitida a través del DUT y la señal incidente, que equivaldría al coeficiente de transmisión. Otra medida que se puede obtener es la relación de onda estacionaria (SWR ó ROE) que relaciona el valor máximo y el valor mínimo de una onda estacionaria. La ROE está directamente relacionada con el módulo del coeficiente de reflexión, de tal forma que las expresiones resultan:

$$ROE = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2.1)$$

Por otro lado, un analizador vectorial de redes tiene la opción de incorporar un formato TDR equivalente pero éste debe estar equipado con un software apropiado para realizar la *Transformada rápida Inversa de Fourier (IFFT)*. Este método funciona adecuadamente si al ingeniero le resulta como trabajar con parámetros de dispersión (*Scattering parameters*) en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, si el ingeniero no está familiarizado con estas herramientas propias del campo de las microondas, la curva de aprendizaje puede resultar más empinada.

En comparación con otras técnicas de medición, las técnicas TDR/TDT proporcionan una mirada más intuitiva y directa hacia las características de una red/dispositivo.

Esta técnica de eco revela de una vista rápida la impedancia característica de la red/dispositivo y, a su vez, muestra la posición y la naturaleza (resistiva, inductiva o capacitiva) de cada una de las discontinuidades a lo largo del DUT. Las medidas TDR/TDT también puede proporcionar información acerca de las pérdidas de un sistema de transmisión así como si son pérdidas en serie o pérdidas de paralelo. Toda esta información puede estar disponible inmediatamente en la representación que muestra el

osciloscopio si así se precisa. Cabe destacar que éstas medidas en el dominio del tiempo también proporcionan mayor información referente a la respuesta en banda ancha de una red de transporte que cualquier otro método de medición.

En la siguiente figura se muestran las principales variables a utilizar para el análisis de una línea de transmisión.

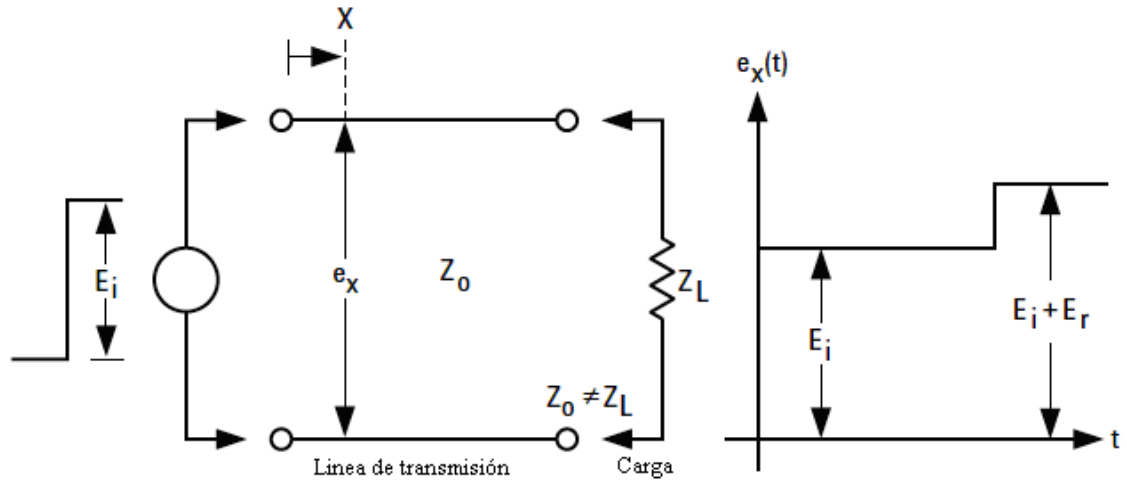


Figura 2. 3: Medida de Voltaje frente a Tiempo en un osciloscopio en un punto particular de una línea de transmisión conduciendo un escalón de altura E_i [8]

2.3.1 Propagación en una línea de transmisión

La línea de transmisión clásica se asume de una estructura común e infinitamente larga de resistencias, bobinas y condensadores como la mostrada en la figura 2.4. Mediante el estudio de este circuito equivalente se pueden determinar varias características de una línea de transmisión.

Si la línea es infinitamente larga y R , L , C están definidas por unidad de longitud, entonces:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.2)$$

donde Z_0 es la impedancia característica de la línea. Un voltaje introducido por un generador requerirá de un intervalo de tiempo finito para recorrer la línea hasta un punto X (ver figura 2.3). La fase del voltaje que recorre la línea se quedará retrasada con

respecto al voltaje introducido por el generador. Además, el voltaje se verá atenuado por un factor de α por unidad de longitud, por el efecto provocado por las resistencias en serie y admitancias en paralelo que modelan las pérdidas. El desfase y la atenuación quedan definidos por la constante de propagación (γ) tal que:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.3)$$

α = atenuación en neperios por unidad de longitud

β = desfase en radianes por unidad de longitud

Se muestra en la siguiente figura un modelo clásico de una línea de transmisión y los elementos que la forman:

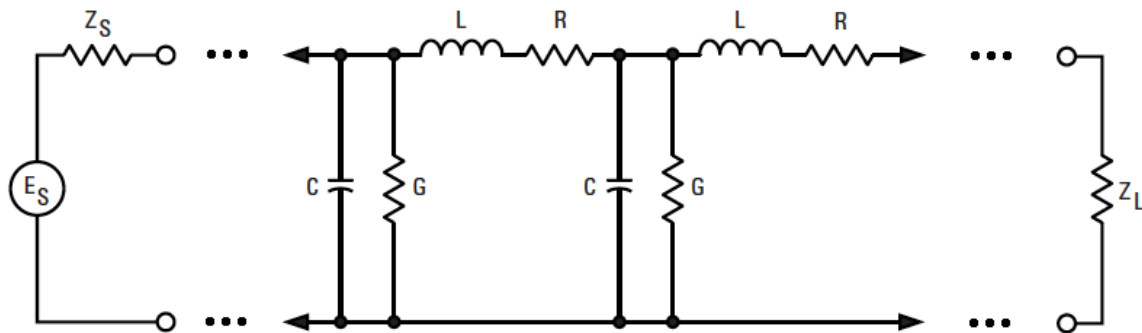


Figura 2. 4: Modelo clásico de una línea de transmisión [8]

Como se observa, el comportamiento de una línea de transmisión se puede modelar mediante una estructura infinitesimalmente larga formada por resistencias, bobinas y condensadores. Cada uno de los componentes tiene relación con una determinada característica física de la línea; las resistencias en serie se relaciona con pérdidas, las inductancias con la propia longitud de la línea causando un retardo de fase, los condensadores con la propia capacidad formada entre los dos conductores de la línea y las admitancias en paralelo con las pérdidas que tenga el dieléctrico.

La velocidad a la que viaja una onda a través de la línea se puede expresar en función de β :

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \text{ unidad de longitud por segundo} \quad ; \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.4)$$

La velocidad de propagación se aproxima a la velocidad de la luz para una línea de transmisión cuyo material dieléctrico es el aire ($\epsilon_r = 1$). Para los casos generales, donde ϵ_r es la permitividad relativa y c la velocidad de la luz.

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

La constante de propagación se puede utilizar para definir la tensión y la corriente a una distancia X a lo largo de una línea infinita mediante la relación:

$$E_x = E_{in} e^{-\gamma x} \text{ y } I_x = I_{in} e^{-\gamma x} \quad (2.6)$$

A partir de ahí, la corriente y la tensión están relacionadas en cualquier punto por la impedancia característica de la línea de la siguiente manera:

$$Z_{in} = \frac{E_{in}}{I_{in}} \quad (2.7)$$

Cuando la línea de transmisión es finita en longitud y está acabada con una carga cuya impedancia coincide con la impedancia característica de la línea (Z_0), las relaciones entre el voltaje y la corriente se rigen por medio de las ecuaciones citadas.

En el caso de que la carga sea distinta de la impedancia característica, estas ecuaciones no se cumplen a no ser que una segunda onda sea considerada originada en la carga y se propague por la línea hasta la fuente. Esta onda reflejada es energía que no se entrega a la carga. Además, la calidad del sistema de transmisión puede ser definida por la relación entre la onda reflejada y la onda incidente originada en la fuente. Esta relación se le conoce como coeficiente de reflexión (ρ) y está relacionada con la impedancia de la línea de transmisión por la ecuación:

$$\rho = \frac{E_r}{E_{in}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.8)$$

La medida de este parámetro facilita información sobre la existencia de una desadaptación en una red/dispositivo por lo que más adelante se utilizará en este Proyecto Fin de Carrera.

Por otro lado, la magnitud de la onda estacionaria sinusoidal a lo largo de una línea terminada en una carga distinta de Z_0 , varía de forma periódica entre un valor máximo y mínimo en función de la distancia. Esta variación se expresa mediante la ROE.

La medida de la ROE mediante un equipo capacitado para ello sólo puede indicar la calidad general del sistema. Este parámetro no contiene información acerca de los componentes del sistema que están causando la reflexión ni tampoco si la reflexión de un componente tiene una fase como para cancelar la reflexión de otro. El ingeniero debe hacer detalladas mediciones en varias frecuencias antes de saber qué debe hacer para poder mejorar la calidad de la transmisión del sistema. Sin embargo, la información sobre reflexión que proporciona la ROE no es suficiente y por ello en el proyecto, la medida en reflexión se centrará en calcular el coeficiente de reflexión.

2.3.2 Test de reflexión TDR

Una configuración típica de un sistema de análisis en el dominio del tiempo se muestra en la siguiente figura:

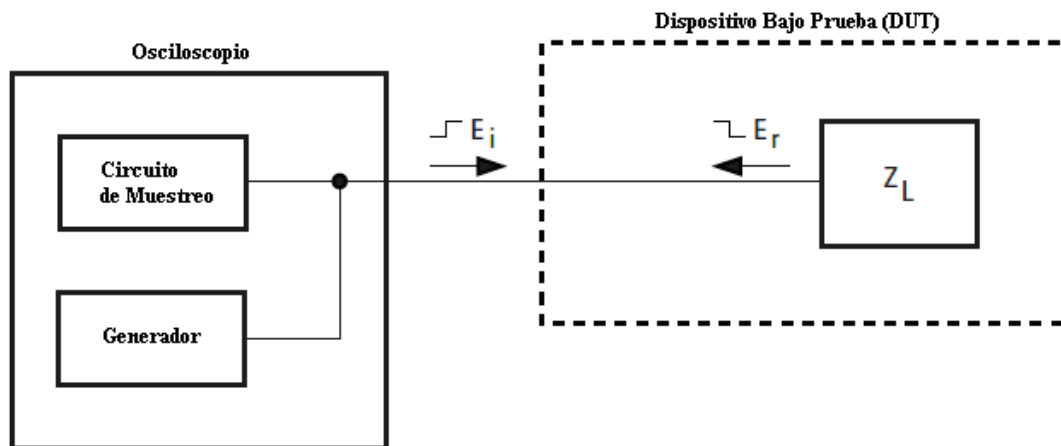


Figura 2. 5: Diagrama de bloques funcional de un sistema de análisis en el dominio del tiempo

El generador produce una onda de tensión incidente sobre un sistema de transmisión bajo test (DUT). La onda viaja a lo largo de la línea a la velocidad de propagación de la línea. Si la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea, no existe onda reflejada y todo lo que se observa en el osciloscopio es la onda de tensión incidente grabada como la onda que pasa por el punto de la línea donde se está monitorizando mediante el osciloscopio. Obsérvese la figura 2.6:

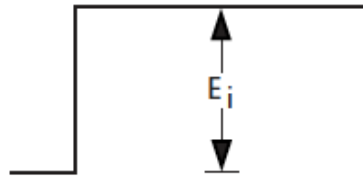


Figura 2. 6: Representación en osciloscopio cuando $\varepsilon_r = 0$

Si existe una discontinuidad en la carga, se reflejará parte de la onda incidente y por tanto la onda de tensión reflejada aparecerá en el osciloscopio sumada a la onda incidente.

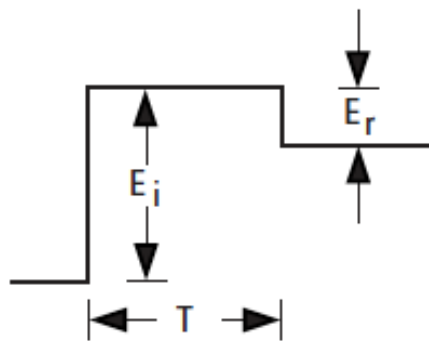


Figura 2. 7: Representación en osciloscopio cuando $\varepsilon_r \neq 0$

Se ha observado entonces de qué manera afecta a la onda incidente, la presencia de una discontinuidad. Estas discontinuidades se reconocen en ICT's como desadaptaciones sobre las que no se conoce su situación. Por ello, una de las finalidades para las que se utiliza las técnicas de análisis TDA es en la localización de estas discontinuidades donde el periodo de tiempo T que aparece en la figura 2.7, es un parámetro primordial para ubicar dichas discontinuidades.

2.3.3 Localización de discontinuidades

Como se ha comentado, la localización de discontinuidades es imprescindible para poder mantener el correcto funcionamiento de una red/dispositivo. La onda que se refleja cuando una onda incide en una discontinuidad, es identificada desde ese mismo momento. Ésta es evaluada durante un tiempo que será útil a la hora de determinar la longitud del sistema de transmisión desde el punto de monitorización hasta la localización de la discontinuidad. Esta variable 'D' denota la distancia citada:

$$D = \frac{v_p T}{2} \quad (2.9)$$

donde v_p es la velocidad de propagación y T es el tiempo de tránsito entre el punto de monitorización hasta la discontinuidad y el tiempo de vuelta, medido en el osciloscopio.

La velocidad de propagación de la onda por la red/dispositivo puede ser determinada mediante un experimento partiendo de una distancia conocida de un tipo de cable para que la onda incidente viaje a través de la línea y la onda reflejada viaje de vuelta desde una terminación en circuito abierto al final (por ejemplo). Operando con los datos pertinentes la discontinuidad puede ser localizada en la línea. La mayoría de los osciloscopios de medida TDR calculan automáticamente esta distancia facilitándosela al ingeniero.

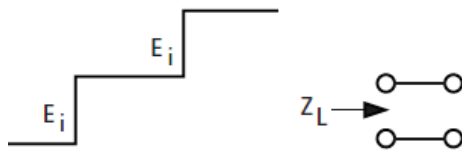
Por tanto, las discontinuidades son las culpables de que la onda incidente se divida en una onda transmitida en el mismo sentido que la incidente, y una onda reflejada que viaja de vuelta al punto generador. Desde el punto de vista de reflexión, se procede a realizar un análisis sobre el tipo de reflexiones que generan estas discontinuidades.

2.3.4 Análisis de reflexiones

Las reflexiones que puedan surgir durante el análisis de una red/dispositivo se van a ver representadas (dependiendo del dominio en el que se esté trabajando) de diferentes maneras dependiendo del tipo de discontinuidad o desadaptación existente en dicho DUT. Centrándonos como hasta ahora en el análisis temporal, la forma de la onda reflejada es muy valiosa ya que muestra la naturaleza y la magnitud del desequilibrio existente. La figura 2.8 muestra cuatro tipologías típicas de presentaciones de un osciloscopio y la impedancia de carga o discontinuidad responsable de cada representación. Estas representaciones son fácilmente interpretable mediante la expresión del coeficiente de reflexión:

$$\rho = \frac{E_r}{E_{in}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.10)$$

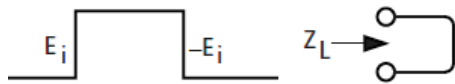
Los valores de E_{in} y E_r son medidos en el osciloscopio, permitiendo determinar Z_L en términos de Z_0 o viceversa. Se puede verificar que las reflexiones son para cada una de las terminaciones especificadas.



(A) Terminación en Circuito Abierto ($Z_L = \infty$)

$$(A) E_r = E_i$$

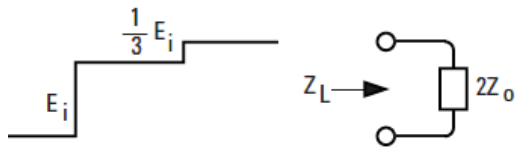
Además $\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = +1$
 Se cumple si: $Z_L \rightarrow \infty$
 $\therefore Z = \text{Circuito Abierto}$



(B) Terminación en Circuito Cerrado ($Z_L = 0$)

$$(B) E_r = -E_i$$

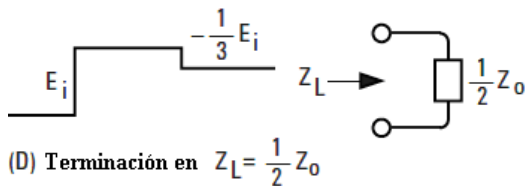
Además $\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = -1$
 Se cumple para Z finita
 Cuando $Z_L = 0$
 $\therefore Z = \text{Circuito Cerrado}$



(C) Terminación en $Z_L = 2Z_0$

$$(C) E_r = +\frac{1}{3} E_i$$

Además $\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = +\frac{1}{3}$
 y $Z_L = 2Z_0$
 $\therefore Z_L = 2Z_0$



(D) Terminación en $Z_L = \frac{1}{2} Z_0$

$$(D) E_r = -\frac{1}{3} E_i$$

Además $\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = -\frac{1}{3}$
 y $Z_L = \frac{1}{2} Z_0$
 $\therefore Z_L = \frac{1}{2} Z_0$

Figura 2. 8: Representación TDR para cargas típicas [8]

asumiendo que Z_0 es real se puede ver que la discontinuidad resistiva refleja un voltaje de la misma forma del voltaje que viajaba, con una magnitud y polaridad de E_r , determinada por la relación entre los valores de Z_0 y R_L . Es de interés también, las reflexiones producidas por una impedancia de carga imaginaria, donde cuatro ejemplos de ello aparece en la figura siguiente:

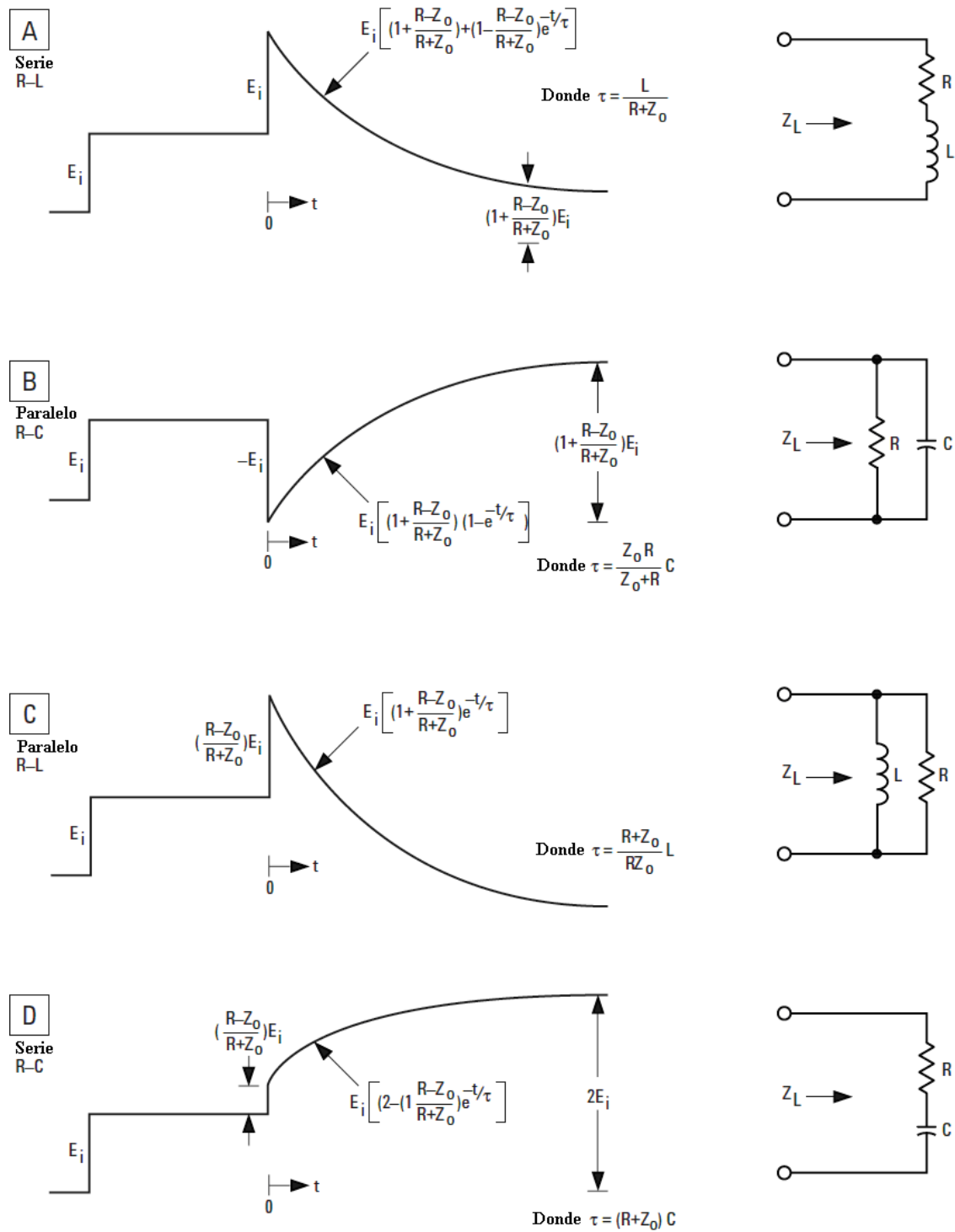


Figura 2. 9: Representación TDR para una carga compleja [8]

Como ejemplo de discontinuidades, en la figura 2.10 se representa un tramo de línea cualquiera con varias discontinuidades y la representación de cómo varía el valor de la impedancia en cada punto de la línea:

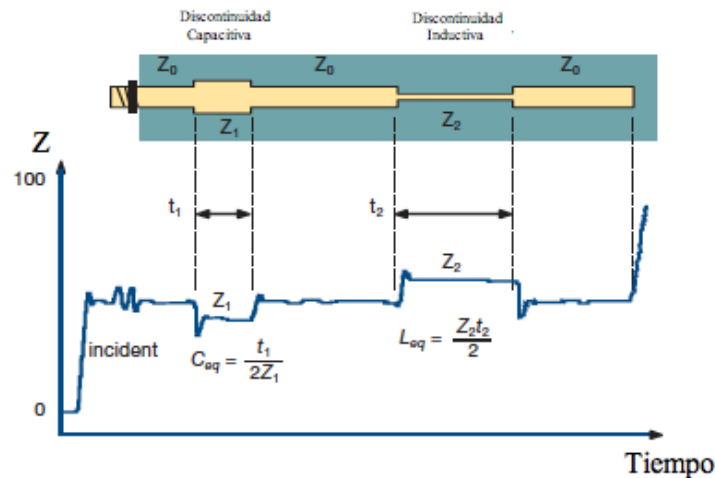


Figura 2. 10: Valor de la impedancia característica medida a lo largo de una línea de transmisión con distintas discontinuidades [9]

En la figura 2.10, se observan los cambios que sufre el valor de la impedancia a lo largo de una línea que contiene distintas discontinuidades. Estos cambios, facilitan al usuario datos relevantes para el cálculo de la distancia que existe entre el punto de medición y las discontinuidades. A su vez, la gráfica también proporciona información sobre el tipo de discontinuidad (resistiva, inductiva o capacitiva) que ha producido la variación.

2.4 Análisis TDR/TDT frente a análisis mediante VNA

Como se ha comentado, anteriormente la realización de medida mediante VNA sobre redes/dispositivos concretos, era la metodología a seguir más usada pero como en todos los casos, aparecen limitaciones como puede ser si se intenta realizar una medida entre dos tomas de usuario pertenecientes a una ICT, donde una se encontrase en la planta baja y la otra en la más alta. Por ello, a la hora de realizar un estudio sobre el comportamiento de una red/dispositivo ante esta situación, se le plantea al ingeniero la posibilidad de utilizar las técnicas de medida en el tiempo TDR/TDT para caracterizar el comportamiento en el dominio del tiempo de dicha red/dispositivo para poder posteriormente conseguir la misma medida que facilitaría un VNA.

La decisión de tomar un camino u otro, dependerá de las herramientas con las que se disponga y sobre todo, de hasta dónde se va a poder profundizar el estudio de la red/dispositivo.

Como ventaja del análisis TDR/TDT cabe señalar que al realizarse en el dominio del tiempo ofrecerá mayor información sobre posibles discontinuidades, características e incluso su ubicación en la red como se ha podido comprobar en apartados anteriores.

El análisis en el dominio frecuencial se podrá realizar utilizando un analizador vectorial de redes que no sólo mide la amplitud de los parámetros S o de dispersión de una red, sino que también información acerca de la fase de éstos [10].

Por tanto, las dos técnicas de medida están presentes, pero se tienen que estudiar las limitaciones que cada una de ellas pueden plantear.

2.4.1 Limitaciones de análisis: TDR/TDT frente a VNA

En el caso de las medidas TDR/TDT, éstas son idóneas si se excita un dispositivo DUT mediante un voltaje de tipo escalón/pulso. Es entonces cuando aparece el concepto del retardo de tiempo (*time delay*) en el escalón/pulso al viajar a través del DUT [11]. Este retraso está relacionado directamente con la longitud del DUT. Múltiples reflexiones en el DUT causarán retrasos en la señal al propagarse a través del dispositivo. El tamaño de éstas reflexiones pueden ser determinadas a partir de las variaciones en la amplitud de la señal.

Las medidas tomadas con un VNA son adecuadas en el dominio de la frecuencia y por ello el DUT se caracteriza mediante dicho instrumento para cada una de las frecuencias de interés. La magnitud y la fase son medidas relativas de la señal incidente.

Como se conoce, existe una dualidad entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia. Todas las frecuencias de la caracterización de la red/dispositivo en el dominio de la frecuencia son utilizadas para calcular la respuesta en el tiempo.

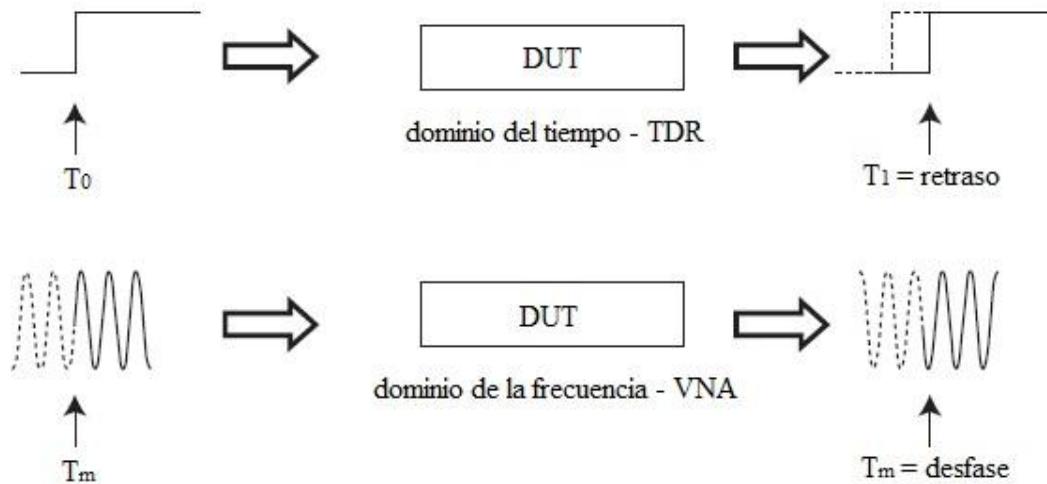


Figura 2. 11: Dualidad entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia [11]

Se observa en la figura 2.11 claramente la relación entre las medidas en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Como se ha mencionado, las técnicas TDR se basan en la medida de las ondas reflejadas a la entrada de una red/dispositivo frente a la onda que incide sobre éste en el dominio temporal. El equivalente en el dominio de la frecuencia es el parámetro de dispersión S_{11} , que es el coeficiente de reflexión a la entrada. Los parámetros S son la relación entre el voltaje de la onda reflejada y el voltaje de la onda incidente. De la misma manera, las medidas TDR te muestran la señal incidente y las ondas reflejadas. La correspondiente medida TDT en el dominio de la frecuencia es el parámetro S_{21} , que es la relación entre la onda transmitida y la incidente y es el parámetros que vamos a utilizar para poder caracterizar cualquier red/dispositivo de manera directa.

Para realizar una medida de forma correcta, hay que tener en cuenta todos los factores que puedan limitar la aplicación ciertas medidas.

▪ Elección de la fuente para medidas TDR/TDT y medidas mediante VNA

Para el caso de medidas TDR/TDT, como fuente se utiliza un generador de pulsos/escalón [11]. Dicho generador introduce señales con un tiempo de subida de 40 ps (aprox). El contenido frecuencial de un escalón/pulso depende de su tiempo de subida (risetime) y la potencia disminuye con frecuencias altas. Ésto causa pérdidas en el rango dinámico y precisión a frecuencia altas.

Por otro lado, la fuente VNA introduce un simple tono frecuencial que es barrido alrededor de un rango de frecuencial deseado. La potencia de la fuente es constante en toda la banda de frecuencia lo cual no causa pérdidas de precisión para frecuencias altas.

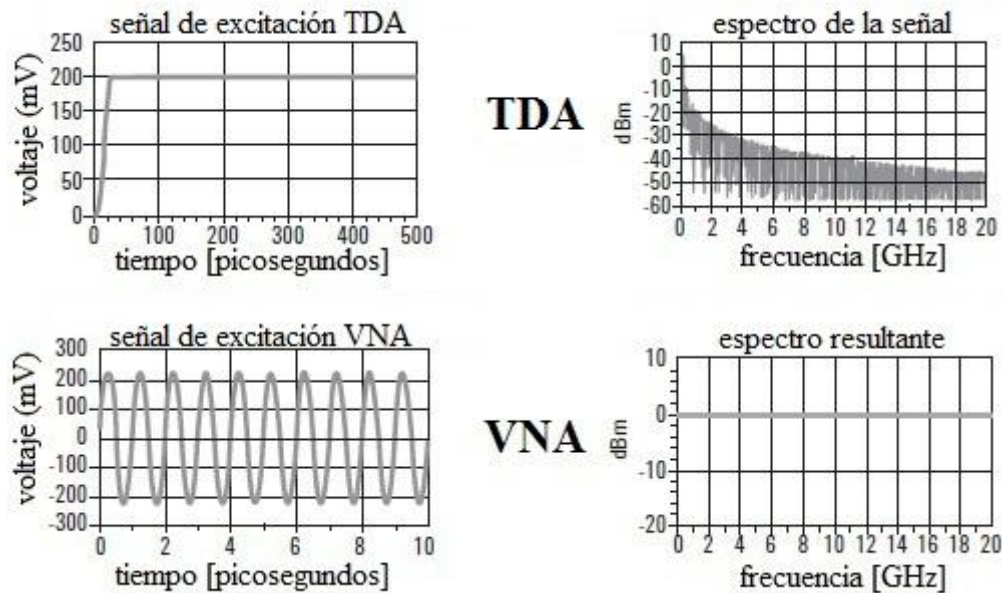


Figura 2. 12: Fuentes TDR y VNA

El espectro correspondiente para una señal de tipo escalón utilizada en un análisis TDR, presenta una forma de “sinc” que conforme aumenta la frecuencia, disminuye su magnitud. Por otro lado, se muestra el espectro que se presenta en el caso en el que se analiza una senoide a diferentes frecuencias, obteniendo una respuesta en frecuencia plana.

▪ Ancho de banda en recepción en TDR y VNA

Los sistemas TDR tienen un receptor de banda ancha con elección entre de ancho de banda. El VNA tiene un selector de ancho de banda de frecuencia intermedia (IF) que puede ser modificado con el objetivo de reducir el ruido de suelo (*noise floor*) significativamente. En comparación con el ancho de banda de TDR, el ruido de suelo es alto, llegando a limitar el rango dinámico TDR a 40 dB en comparación con el rango dinámico VNA de 100 dB de manera aproximada [11].

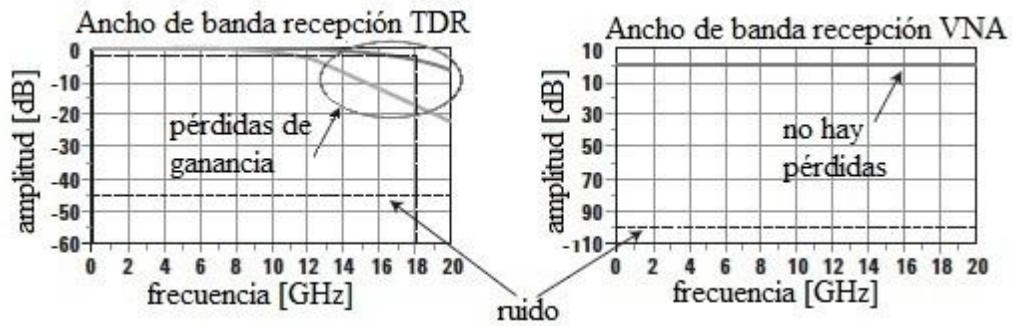


Figura 2. 13: Ejemplo de ancho de banda de receptor TDR y VNA

La limitación en ancho de banda del receptor TDR analizado se observa en la parte izquierda de la figura 2.13, ya que a partir de los 12 GHz aproximadamente, el valor de la magnitud comienza a decrecer.

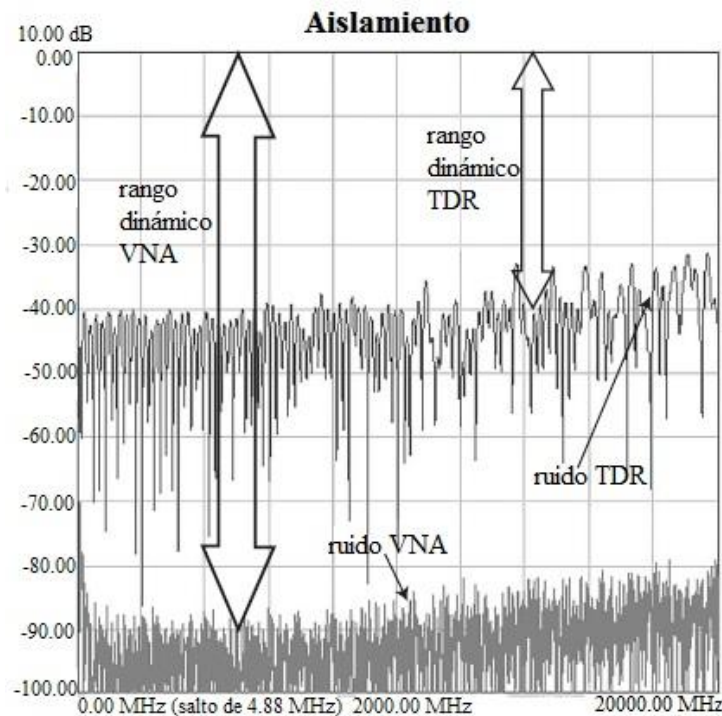


Figura 2. 14: Rango dinámico TDR [11]

En esta imagen se muestra la aparición del ruido en la aplicación de las diferentes técnicas de medida así como los rangos dinámicos correspondientes, llegando a la conclusión de que una disminución del efecto del ruido de suelo, provoca un crecimiento del rango dinámico para la realización de medidas.

■ Fuentes de error en un sistema TDR

Las fuentes de error en un sistema de medición TDR se pueden dividir en 3 áreas. El primer área se situaría en los canales de recepción del osciloscopio, el segundo en el generador de señal, el tercero en los cables y conectores para conectar el dispositivo DUT y por último el error del software de simulación.

- Osciloscopio:
 - Ancho de banda finito limita el tiempo de subida medible.
 - Pequeños errores debido a la diafonía entre canales
- Generador de señal:
 - Forma del estímulo (tiempo de subida, aberraciones en la señal...)
- Cables y conectores:
 - Introducen pérdidas y reflexiones en el sistema de medición.
- Software de simulación
 - Error de cuantificación o cálculo mediante algoritmos.

■ Configuración de la medida TDR en función de la longitud del dispositivo

Es importante saber aproximadamente la longitud del dispositivo y usar dicho valor para modificar la base temporal adecuadamente. El objetivo es poder obtener una buena resolución de la medida que interesa. En general, los puntos de tiempo cercanos al dispositivo nos ayudarán a detectar pequeñas discontinuidades y por ello mejorará ciertos factores relacionados con la calidad de las mediciones.

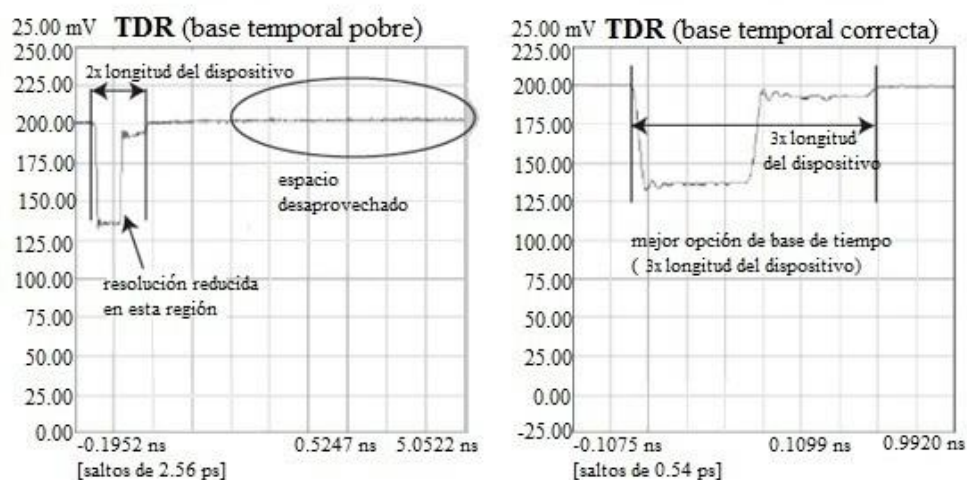


Figura 2. 15: Ejemplo de una pobre selección de la base temporal (TB)

▪ Configuración de la medida TDR: Resolución

A la hora de conocer la resolución necesaria para la correcta obtención de datos, es importante tener en cuenta dos factores: resolución espacial y resolución en el dominio de la frecuencia. El tiempo de subida y el número de puntos son los principales parámetros que controlan la resolución espacial. Mientras que muchos dispositivos complejos generalmente no soportan “altas tasas de borde” (high data rates), es necesario modelar estas tasas para poder distinguir discontinuidades muy próximas. Incrementando el número de puntos mejora la resolución en el dominio del tiempo, ayuda en la detección de resonancias de forma precisa en el dominio de la frecuencia y solo de forma nominal incrementa el tiempo de medición al alcanzar altas configuraciones (2048, 4096 puntos, son valores elevados pero efectivos).

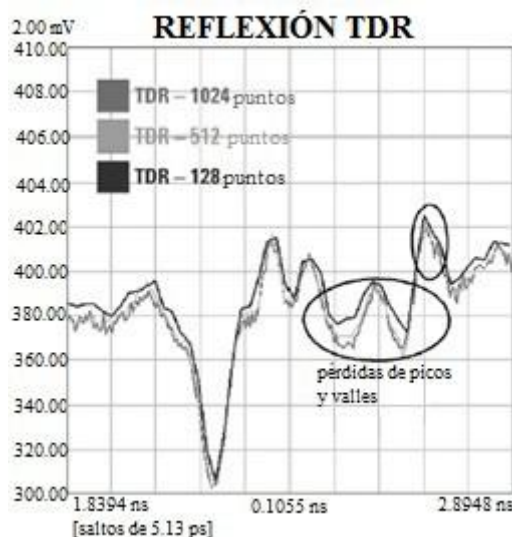


Figura 2. 16: Ejemplo de resolución pobre escogida para una medida TDR [11]

▪ Configuración de la medida TDR: Rango dinámico

Cuando se quiere realizar una medida, un objetivo es conseguir reducir el ruido de las señales en el dominio del tiempo, pero es más importante encontrar un elemento que minimice el ruido (incrementando el rango dinámico) del sistema de medición TDR. Ésto puede ser importante a la hora de hacer medidas de redes/dispositivos que tienen altas pérdidas (40 dB por ejemplo) o cuando se intentan medir niveles de señal muy débiles. Como referencia, en general se suele configurar el ruido para que se sitúe 10 dB por debajo del nivel de señal a medir. A su vez, con objeto de conseguir un incremento en el rango dinámico se plantea la realización de un número determinado de medidas y a partir de ellas obtener un promedio.

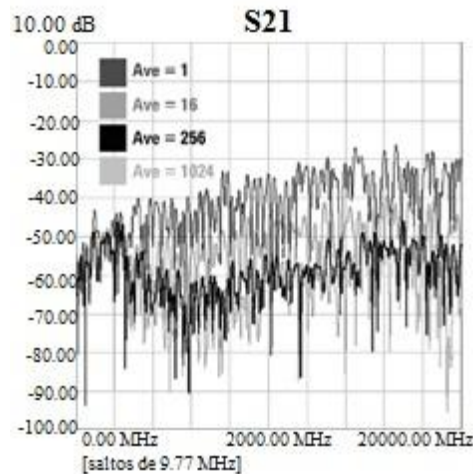


Figura 2. 17: Ejemplo de diferentes valores de rango dinámico resultantes [11]

Cada una de las representaciones del parámetro S_{21} de un cierto dispositivo que se muestran en la figura 2.17, equivalen a la misma medida promediada tras realizarla un número distintos de veces. Se observa que la precisión de la medida para un promedio de 256 repeticiones es mayor que el que se obtiene con la realización de una única medida, por lo que se observa un mayor rango dinámico.

Una vez se han expuesto las limitaciones que presentan cada una de las técnicas de medida, se procede a realizar un estudio sobre las relaciones matemáticas que entre estos tipos de medida puede existir y en el caso de ser así, explicar la metodología a seguir para poderse situar tanto en un dominio como en otro, de manera cómoda y rápida.

2.5 Relaciones matemáticas entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia

Los dos instrumentos más utilizados para realizar el análisis de éste tipo de sistemas son el osciloscopio TDR/T y el analizador vectorial de redes. Cada uno se utilizarán dependiendo del dominio (temporal o frecuencial) en el que el ingeniero quiera trabajar.

2.5 Relaciones matemáticas entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia

Un osciloscopio TDR es capaz de medir voltajes transmitidos y reflejados facilitándoselo al ingeniero mediante la información *Time Domain Reflection Transmission (TDR/T)*. La figura 2.18 muestra un diagrama de bloques básico para una medición TDR.

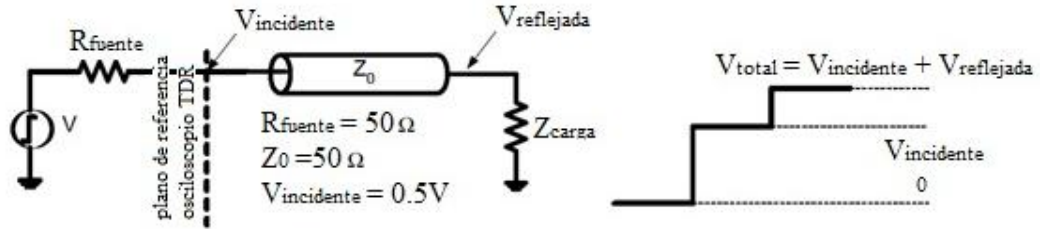


Figura 2. 18: Diagrama de bloques de una medición TDR y forma de onda típica [12]

Las medidas TDR se toman desde el plano de referencia del osciloscopio TDR que aparece en la figura 2.18, para poder observar el efecto que provoca la colocación de una carga con impedancia distinta al valor de la impedancia característica del sistema.

El análisis de una red/dispositivo se inicia mediante el envío de una señal de tipo escalón/pulso con un tiempo de subida (*risetime*) rápido, a un DUT y mediante el osciloscopio se miden los voltajes transmitidos y reflejados. El voltaje reflejado viene expresado también como ρ (coeficiente de reflexión) o Z (impedancia). Para una única impedancia de carga, las ecuaciones básicas de ρ y Z resultan:

$$\rho(t) = \frac{V_{\text{reflejado}}(t)}{V_{\text{incidente}}(t)} = \frac{Z_{\text{carga}} - Z_0}{Z_{\text{carga}} + Z_0} \quad (2.11)$$

$$Z_{\text{carga}}(t) = Z_0 \cdot \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

Como se ha estudiado, la impedancia del dispositivo (DUT) puede cambiar, el voltaje reflejado cambia a lo largo del tiempo y por tanto puede ser observado como el coeficiente de reflexión a lo largo del tiempo.

$$\rho(t) = \frac{V_{\text{reflejado}}(t)}{V_{\text{incidente}}(t)} \quad (2.12)$$

Mediante la ecuación 2.12, podemos calcular el correspondiente coeficiente de reflexión τ quedando:

$$\tau(t) = \frac{V_{transmitida}(t)}{V_{incidente}(t)} \quad (2.13)$$

En realidad las ecuaciones hasta ahora mostradas, responden correctamente sólo para el caso en el que la señal enviada al DUT tiene la forma de escalón/pulso ideal.

El análisis en el dominio de la frecuencia de la situación hasta ahora descrita, requiere de la utilización de los parámetros de dispersión o parámetros S (*Scattering parameters*) que proporcionan una razón entre voltaje de onda reflejada y el voltaje de onda incidente y que para una medida entre dos puertos, se obtienen las siguientes ecuaciones simplificadas:

$$\begin{aligned} S_{11}(f) &= \left. \frac{V_{reflejada1}(f)}{V_{incidente1}(f)} \right|_{V_{incidente2}=0} ; & S_{21}(f) &= \left. \frac{V_{transmitida2}(f)}{V_{incidente1}(f)} \right|_{V_{incidente2}=0} \\ S_{12}(f) &= \left. \frac{V_{transmitida1}(f)}{V_{incidente2}(f)} \right|_{V_{incidente1}=0} ; & S_{22}(f) &= \left. \frac{V_{reflejada2}(f)}{V_{incidente2}(f)} \right|_{V_{incidente1}=0} \end{aligned} \quad (2.14)$$

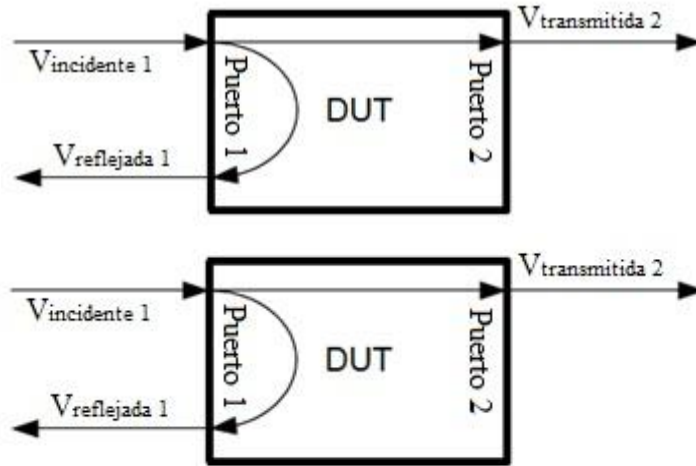


Figura 2. 19: Relación de tensiones que aparecen en un dispositivo tras incidir una onda.

Los parámetros S se representan en magnitud o fase frente a la frecuencia y pueden ser observados mediante un VNA. Generalmente los parámetros S_{11} y S_{21} son los que más información relevante pueden ofrecer desde el punto de vista de reflexión y transmisión, ya que corresponden al coeficiente de reflexión y coeficiente de transmisión respectivamente, que son similares al coeficiente de reflexión y transmisión en TDR. Éstos serán los parámetros mediante los cuales se podrá caracterizar la respuesta de la red ICT que se analizará en el capítulo 3.

2.5 Relaciones matemáticas entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia

Realizando una comparación entre los dos esquemas de medición (figura 2.20) puede observarse claramente la característica que les distingue.

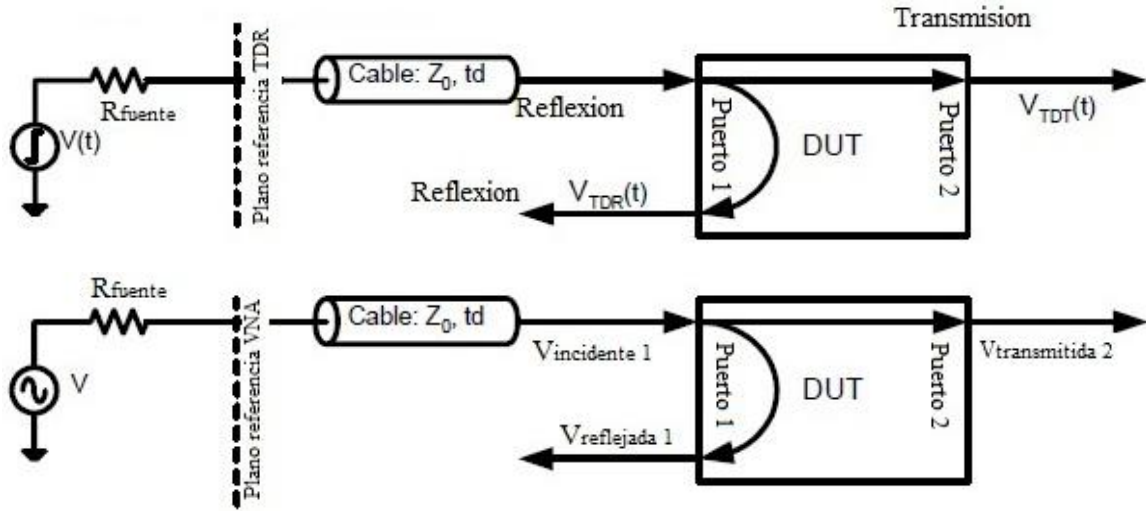


Figura 2. 20: Comparativa entre diagramas de distintos esquemas de medición [12]

La diferencia entre un instrumento TDR y un VNA se encuentra en que el primero es capaz de representar el voltaje frente al tiempo y el segundo representa potencia frente a la frecuencia [12]. A partir de la teoría, se sabe que el voltaje en el dominio temporal y en el dominio frecuencial, están relacionados mediante la *Transformada Rápida de Fourier* (FFT)¹ y que el operador deconvolución en el tiempo equivale al operador división en frecuencia. Aplicando entonces las propiedades mencionadas se puede ver fácilmente la relación entre los coeficientes de reflexión y transmisión en TDR/T y los parámetros S.

$$\begin{aligned} S_{11}(f) &= FFT(\rho(t)) & \rho(t) &= \frac{1}{N} IFFT(S_{11}(f)) \\ S_{21}(f) &= FFT(\tau(t)) & \tau(t) &= \frac{1}{N} IFFT(S_{21}(f)) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Por tanto, la relación existente entre las medidas en el tiempo mediante TDR/TDT y las medidas en el dominio de la frecuencia realizadas mediante un VNA son directas, lo que permite que los parámetros S sean válidos para medidas de TDT (transmisión) y TDR (reflexión).

Las medidas TDT facilitan el cálculo del parámetro S_{21} y las TDR el cálculo de S_{11} . El VNA tiene como ventaja particular, la capacidad de proporcionar el valor del

parámetro S en magnitud y fase. En la figura 2.21 se indica la relación entre los parámetros descritos hasta ahora:

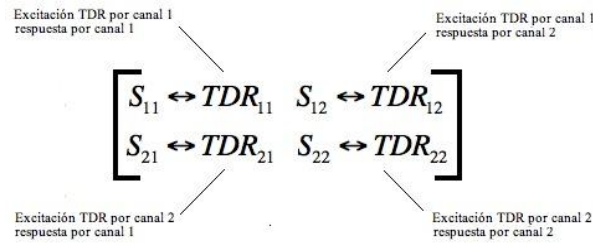
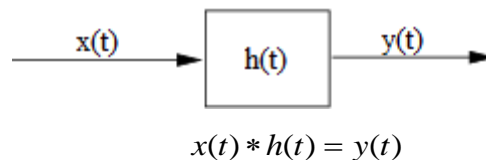


Figura 2. 21: Relación entre los parámetros S y los parámetros en análisis TDR/TDT.

2.5.1 Caracterización de la función de transferencia de un dispositivo

Hasta ahora, se han estudiado las técnicas de medida en el dominio del tiempo, sus limitaciones, y las relaciones matemáticas que mantienen con las medidas en el dominio de la frecuencia. En este proyecto, como la aplicación de la técnicas de medida TDR/TDT van a ser utilizadas para poder caracterizar la respuesta de una red/dispositivo, se tendrá que tener conocimiento sobre cómo calcular las función de transferencia de una red/dispositivo y así poder relacionar dicha función con otros parámetros estudiando. Para poder realizar la caracterización de una red/dispositivo DUT, hay que tener claro que si se quiere observar el espectro frecuencial de una señal temporal, habrá que aplicar la transformada de Fourier sobre dicha señal [13].

Por otro lado, se conoce que si en el dominio del tiempo se introduce una señal de excitación $x(t)$ por un Puerto 1 al DUT, que tiene una respuesta desconocida $h(t)$, y se recibe por el Puerto 2 la señal de salida $y(t)$, resulta que en el dominio temporal, el sistema responde a la siguiente ecuación:



¹ Exactamente, la Transformada de Fourier (FT) relaciona el dominio temporal con el frecuencial, la FT Discreta (DFT) es el método computacional para datos muestreados y la FT Rápida (FFT) es una implementación computacional eficiente de la FT.

2.5 Relaciones matemáticas entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia

La señal de excitación $x(t)$ es conocida y por otro lado, la señal de salida $y(t)$ se puede medir en el Puerto 2 o puerto de salida, pero lo que realmente interesa es la respuesta al impulso $h(t)$ que caracteriza a nuestro DUT. Resulta complejo calcular $h(t)$ en el dominio temporal por lo que interesará analizar la respuesta del sistema en el dominio de Fourier (dominio de la frecuencia) y así tal vez encontrar una manera más sencilla de observar el comportamiento del DUT.

Realizando el análisis en el dominio de Fourier, la ecuación descrita anteriormente transformaría de la siguiente manera:

$$X(f) \cdot H(f) = Y(f) \quad (2.16)$$

donde $X(f)$ es la TF de $x(t)$, $H(f)$ es la TF de $h(t)$, $Y(f)$ es la TF de $y(t)$ y el operador “convolución” en el dominio del tiempo equivale al operador “producto” en el dominio frecuencial [13]. Operando se encuentra la siguiente relación:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} \quad (2.17)$$

Por tanto, como es posible calcular el espectro de la señal de salida y entrada, $Y(f)$ y $X(f)$ respectivamente, se calculará la respuesta en frecuencia $H(f)$ del DUT mediante la ecuación anterior. Para la transformación de la respuesta en frecuencia del DUT al dominio temporal, basta con aplicar la transformada de Fourier inversa a $H(f)$ para obtener $h(t)$. En este proyecto, el cálculo de la función $h(t)$ se realizará aplicando una función *TDR-LPI* (*Time Domain Reflectometry – Low Pass Impulse*) de la herramienta de simulación *Microwave Office AWR* que calculará la respuesta al impulso de la función de transferencia entre dos puertos.

Hasta aquí se han sentado los cimientos de las técnicas de medida en el dominio del tiempo TDR/TDT. Por tanto, habrá que adentrarse en dicha metodología para poder analizar uno de los aspectos más importantes para que las medidas en el dominio temporal sean eficientes: la señal de excitación.

2.6 Elección de la señal de excitación para un análisis TDR/TDT

A la hora de realizar el análisis de una red/dispositivo cualquiera, es necesario elegir el tipo de señal de excitación que se utilizará para poder conocer el comportamiento del DUT. Ésta señal debe cumplir unas ciertas características y es por ello, por lo que se han escogido dos tipos de señales conocidas con posibilidad de poder configurarlas para realizar el futuro análisis TDR/TDT.

2.6.1 Tren de pulsos frente a Escalón

En primer lugar, se escoge el tren de pulsos dado que el espectro de este tipo de señal tiene una morfología especial y puede llegar a tener una amplitud adecuada en rangos altos de frecuencia. En la figura 2.22, se muestra un ejemplo de un tren de pulsos.

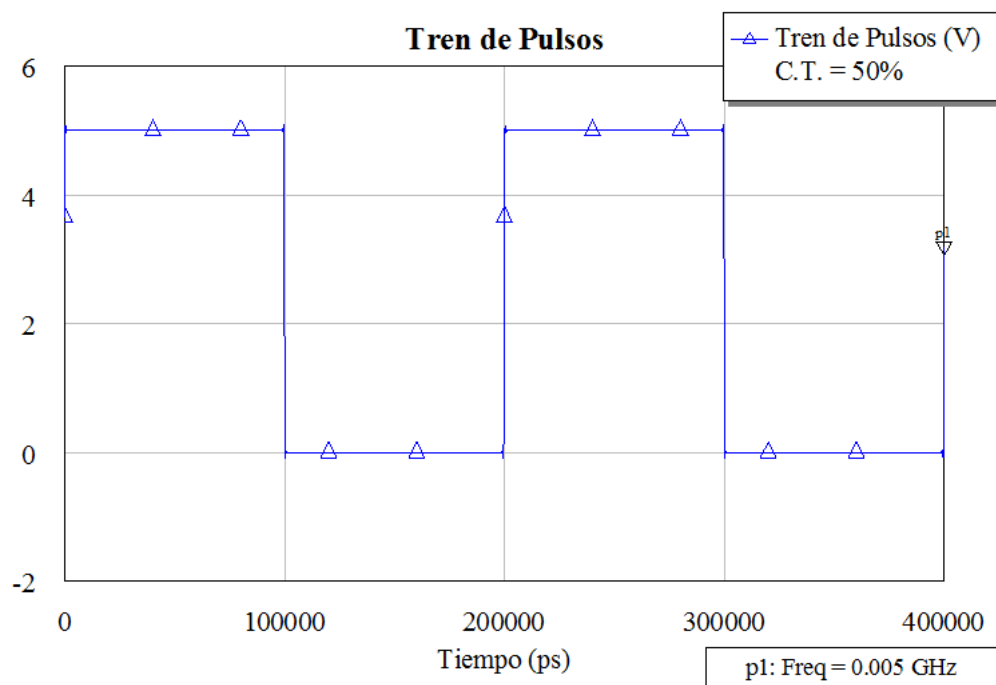


Figura 2. 22: Tren de pulsos ideal con ciclo de trabajo de 50% a 5 MHz.

La tecnología del tren de pulsos, se basa en que un transmisor emite un pulso simple durante un intervalo del tiempo. Éste proceso se realiza periódicamente cada

cierto intervalo T . Esta tecnología permite una sencilla interpretación de las medidas con respecto a la tecnología de escalón, que presenta mayor dificultad.

Es necesario que el analista ajuste el ancho del pulso de la señal ya que, un ancho de pulso mayor proporciona un buen rango dinámico pero puede resultar no adecuado para la realización de la medida. El pulso cuando se le compara con el escalón, tiene una menor relación señal a ruido pero al ser periódica, facilitará el proceso de sincronismo con el osciloscopio.

La tecnología del escalón se basa en la emisión continua de energía por parte del transmisor a partir de un determinado instante de tiempo

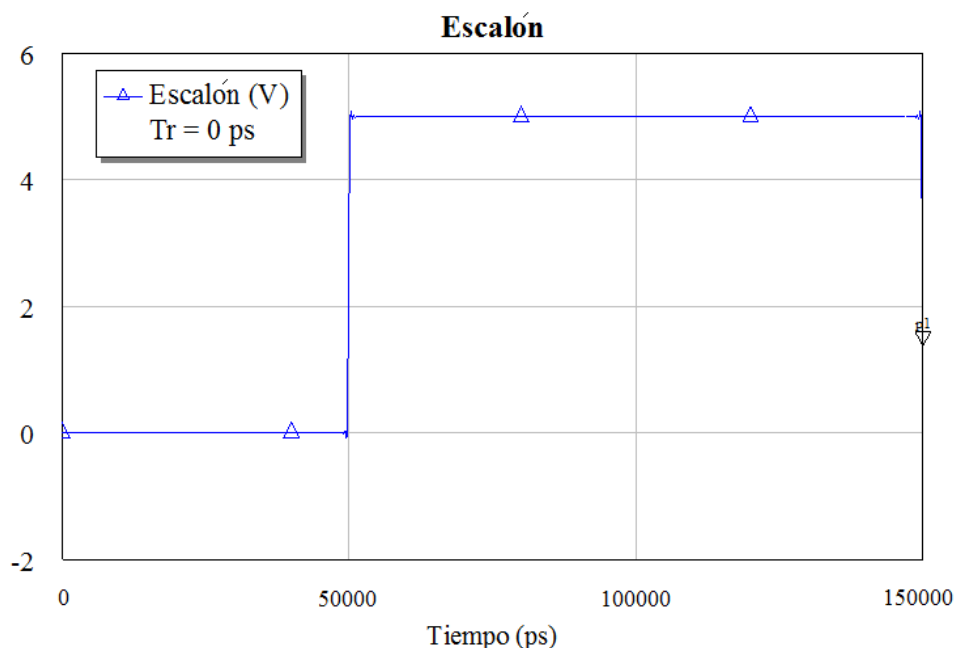


Figura 2. 23: Escalón ideal ($Tr = 0$ ps).

Debido a que este tipo de señal posee una gran energía respecto al tren de pulsos, se mejora la relación señal ruido pero al no ser periódica dificulta la sincronización para su respectiva medida.

Por tanto, para la caracterización de las redes/dispositivos se utilizará el tren de pulsos como señal de excitación por razones de sencillez en el proceso de sincronización con el osciloscopio para su medición, y por facilitar la realización de simulaciones CAD mediante el software específico *Microwave Office AWR*.

Una vez se ha decidido el tipo de señal de excitación a utilizar para la caracterización de las redes/dispositivo mediante técnica de medida TDR/TDT, se

analizan las propiedades que dicha señal debe tener.

▪ Caracterización de un tren de pulsos

El tren de pulsos es uno de los distintos tipos de señales a utilizar. Como es conocido [14], el contenido espectral de un pulso ideal se distribuye según una función sinc. En la figura 2.24 se muestra el aspecto de un pulso ideal en ambos dominios:

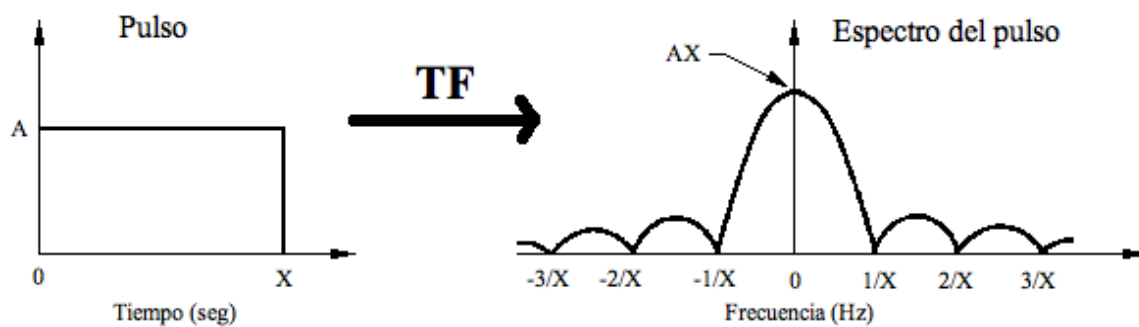


Figura 2. 24: Señal de tipo pulso y su correspondiente transformada de Fourier.

Este tipo de señal, ofrece la posibilidad de modificar su propia forma física de manera sencilla y por tanto ajustar los parámetros de la señal para cada una de las posibles situaciones que se puedan plantear. Las características de un tren de pulsos se muestran en la figura 2.25:

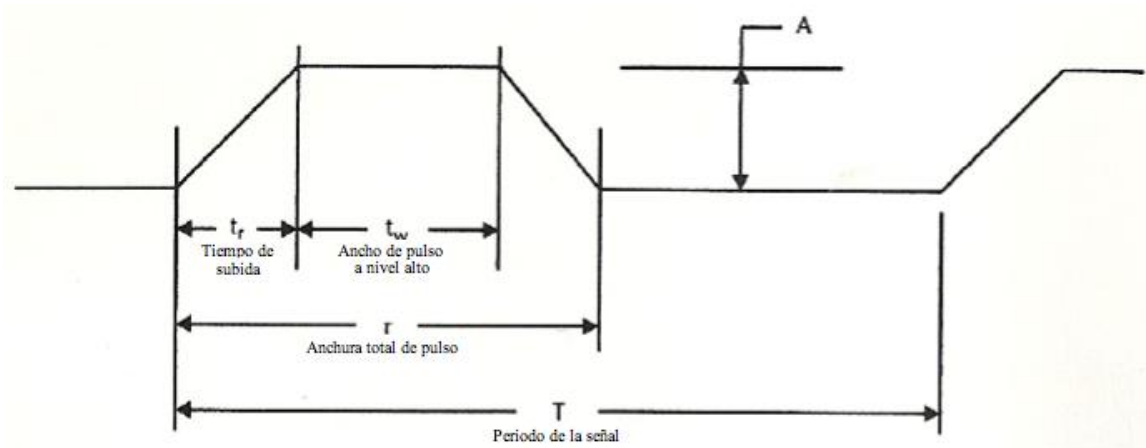


Figura 2. 25: Definición de las características de un pulso.

Aun así, al ser capaces de modificar estos parámetros, se tiene que saber que ésto repercutirá sobre la propia señal dependiendo de en qué dominio se esté trabajando. Por tanto, tendrán gran importancia los aspectos relacionados con la modificación de

parámetros de un tren de pulsos, ya que limitarán el análisis de la señal en sendos dominios.

Se parte de un análisis en el dominio de Fourier (dominio de la frecuencia), donde se conoce que toda señal periódica puede ser construida a partir de la adición de unas series de sinusoides con unas amplitudes, frecuencias y fases concretas [13]. Dependiendo de las características de las formas de onda, la serie constará de un cierto número de términos. Una de las diferentes formas de expresar las conocidas “Series de Fourier” [14], es mediante senos y cosenos tal que:

$$x(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(nw_0t) + b_n \sin(nw_0t)) \quad (2.18)$$

donde ‘A’ es la componente continua (valor media de la señal) y ‘w’ es la pulsación fundamental de la señal tal que:

$$w_0 = 2\pi f_0 \quad f_0 = \frac{1}{T} \quad (2.19)$$

siendo ‘T’ el periodo fundamental de la señal. La separación que existirá entre cada uno de los armónicos será equivalente al valor de la frecuencia fundamental:

$$f_n = nf_0 \quad (2.20)$$

En la figura 2.26 se presenta gráficamente el análisis frecuencial de dos pulsos con diferente configuración:

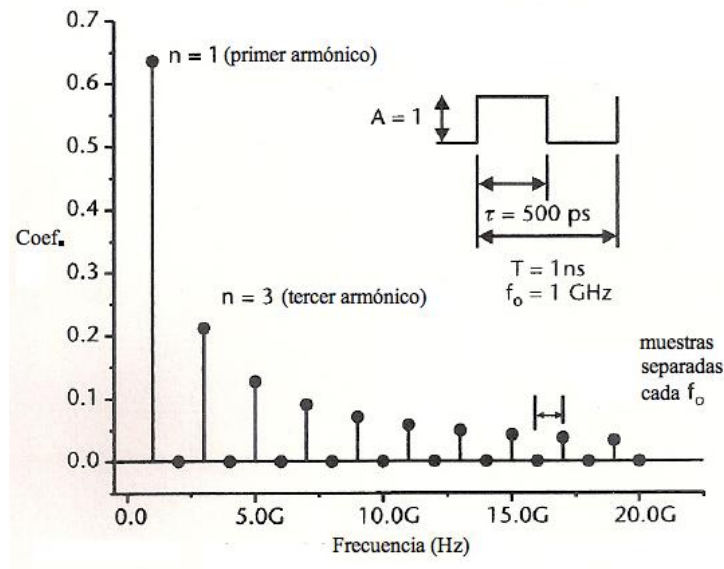


Figura 2. 26: Espectro de un pulso de 500 ps de anchura y periodo 1ns ($t_r=0$).

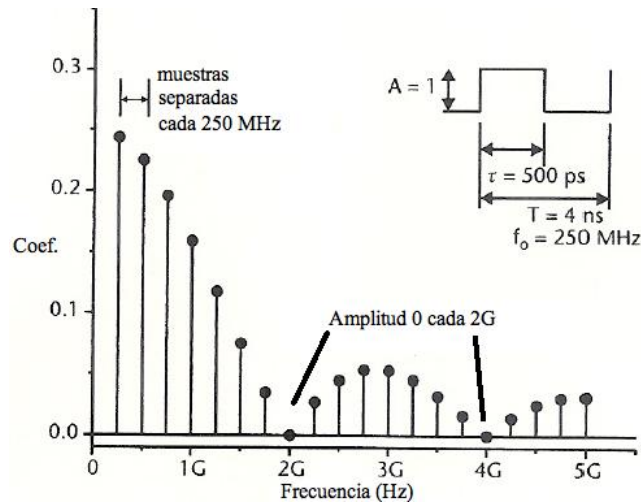


Figura 2. 27: Espectro de un pulso de 500 ps de anchura y periodo 4 ns ($t_r = 0$).

Manteniendo el valor de la anchura de pulso constante, si se procede a incrementar el valor del periodo de la señal (en consecuencia se disminuye el ciclo de trabajo de la señal) se observa que la distancia entre nulos depende del tiempo durante el cual la señal se encuentra a nivel alto por lo que entre las figuras 2.26 y 2.27 dicha distancia varía. Ésta variación se debe al cambio del valor del ciclo de trabajo de la onda y en consecuencia al cambio de la anchura del pulso demostrando que la variación de este parámetro en el dominio del tiempo influye directamente en el aspecto de la señal en el dominio de Fourier. Si se realiza una comparación entre dos señales con un periodo y anchura de pulso similar, pero con un valor del tiempo de subida diferente, el resultado se presenta en la figura 2.28:

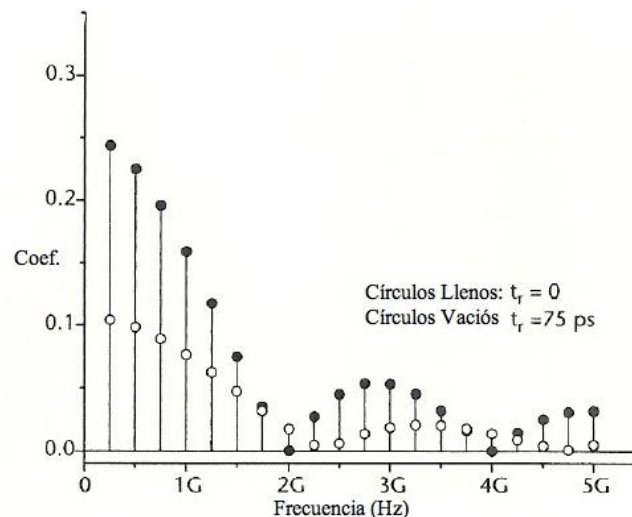


Figura 2. 28: Comparación de señales con distintos tiempos de subida ($T=4\text{ns}$, 12.5% de ciclo de trabajo).

2.6 Elección de la señal de excitación para un análisis TDR/TDT

Entonces, al variar los parámetros que caracterizan la señal de excitación en el dominio del tiempo afectará directamente sobre el aspecto de dicha señal en el dominio de Fourier, por lo que habrá que observar detenidamente estos cambios para los distintos parámetros de la señal.

Uno de los parámetros característicos de este tipo de señales es el tiempo de subida (*risetime*) definido como el tiempo que emplea la señal en evolucionar entre el 10% y el 90% de su valor final[9]. Partiendo de un valor nominal de 350 ps, al incrementar dicho valor se observa en el dominio temporal que la señal tarda más tiempo en alcanzar su valor máximo, pero analizando el fenómeno en el dominio de la frecuencia, se aprecia que la energía del espectro de la señal se acumula en rangos pertenecientes a bajas frecuencias.

Por otro lado, al disminuir el valor del tiempo de subida en el dominio frecuencial, sucede una expansión de la energía hacia armónicos en altas frecuencias. En conclusión, el tiempo de subida será inversamente proporcional a la apertura espectral de la señal.

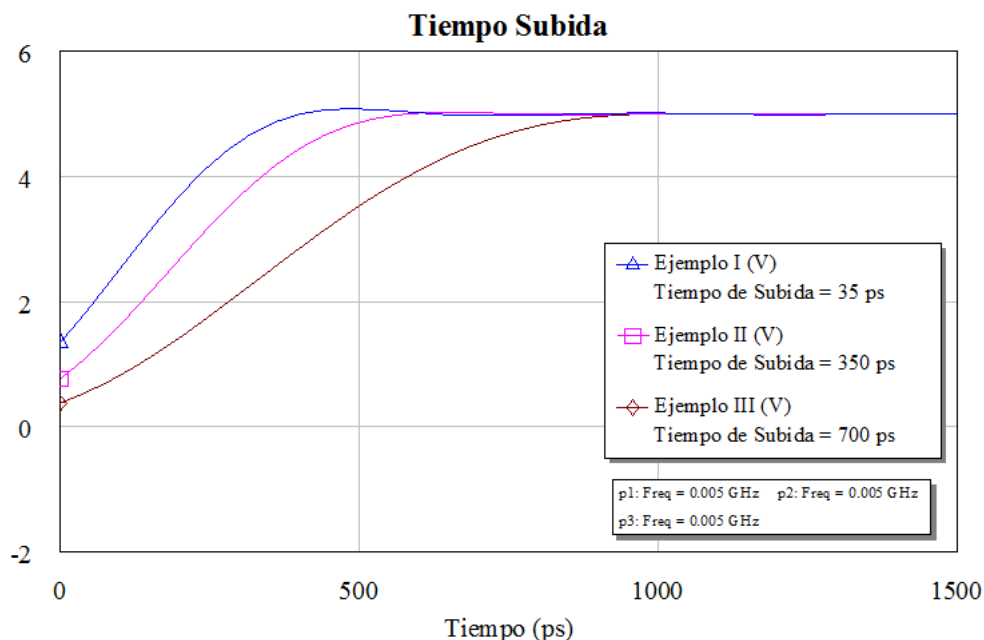


Figura 2. 29: Señales con ciclo de trabajo del 50% y con distintos tiempos de subida.

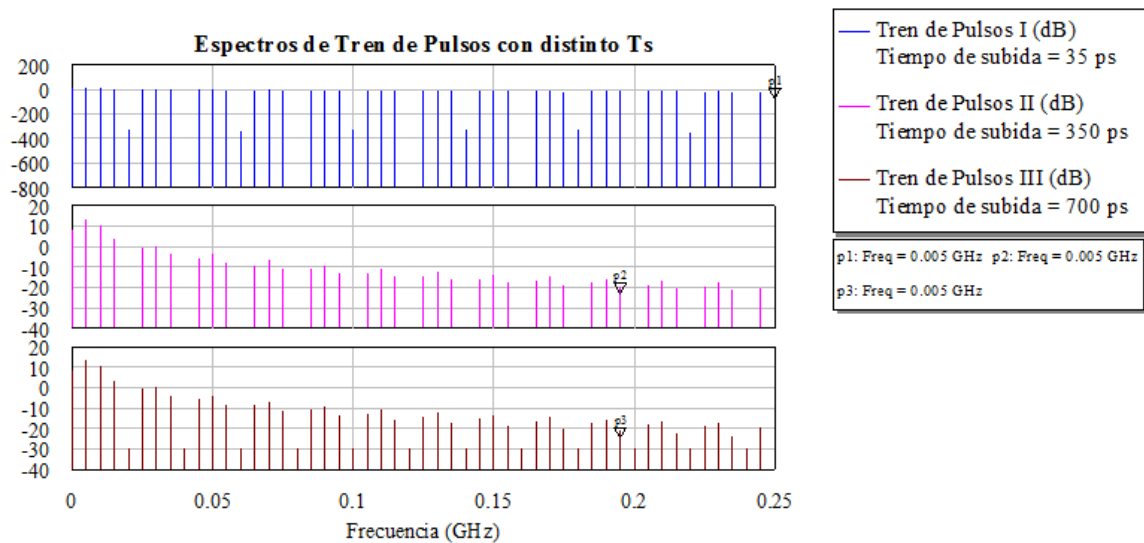


Figura 2. 30: Espectro de señales con ciclo de trabajo del 50% y con distintos tiempos de subida.

Otro de los parámetros característicos del tren de pulsos posible de variar es el tiempo de bajada (*falltime*), que es el tiempo que emplea la señal en evolucionar entre el 90% y el 10% de su valor final [9]. Partiendo de un valor nominal similar al valor del tiempo de subida (350 ps), al incrementar dicho valor se observa en el dominio de la frecuencia que la energía del espectro se acumula en armónicos de frecuencias bajas y por el contrario al disminuir el tiempo de bajada, la energía de la señal se expande hacia armónicos de frecuencias superiores. Un ejemplo de variación del tiempo de bajada de un tren de pulsos se muestra en las siguientes figuras:

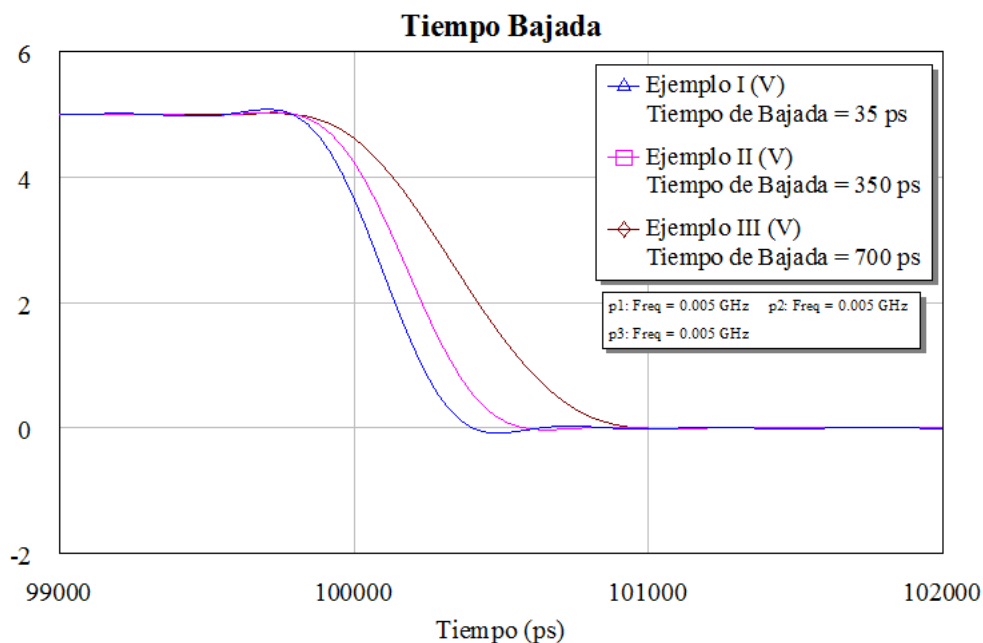


Figura 2. 31: Señales con ciclo de trabajo del 50% y con distintos tiempos de bajada.

2.6 Elección de la señal de excitación para un análisis TDR/TDT

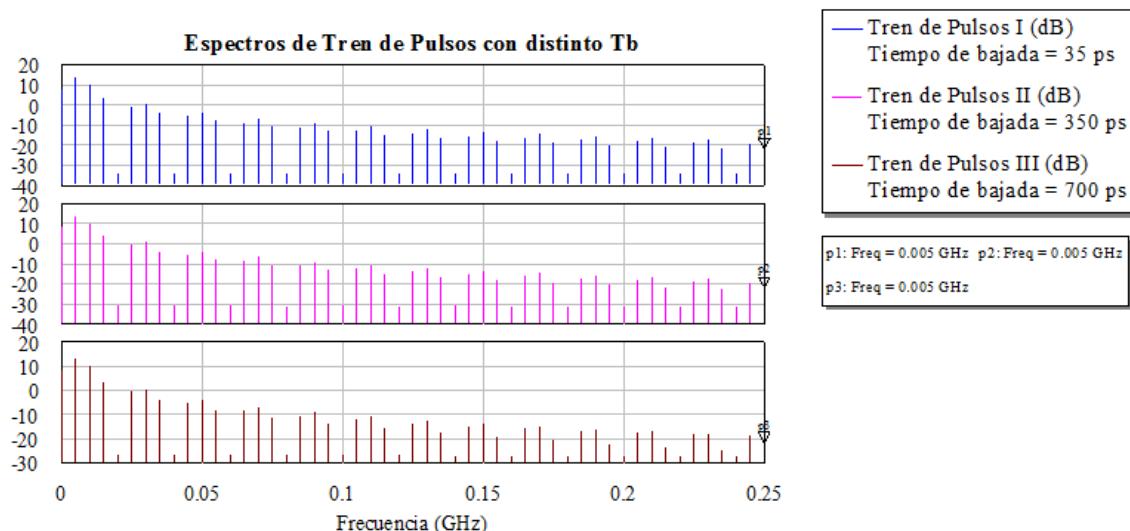


Figura 2. 32: Espectro de señales con ciclo de trabajo del 50% y con distintos tiempos de bajada.

Tras observar las figuras 2.24, 2.25, 2.26 y 2.27, se llega a la conclusión que la variación del valor del tiempo de subida y bajada del tren de pulsos, afecta al espectro de las señales pero no lo suficiente como para dificultar el cálculo de la respuesta de la red/dipositivo a analizar.

Por ello, es por lo que estos dos parámetros se fijarán a un valor similar sin tener repercusiones sobre el análisis TDR/T.

Por último, el concepto de anchura de pulso (*time width*) se define como el tiempo durante el cual la señal adquiere constantemente su valor máximo [9]. Este parámetro define a su vez el ciclo de trabajo de un tren de pulsos.

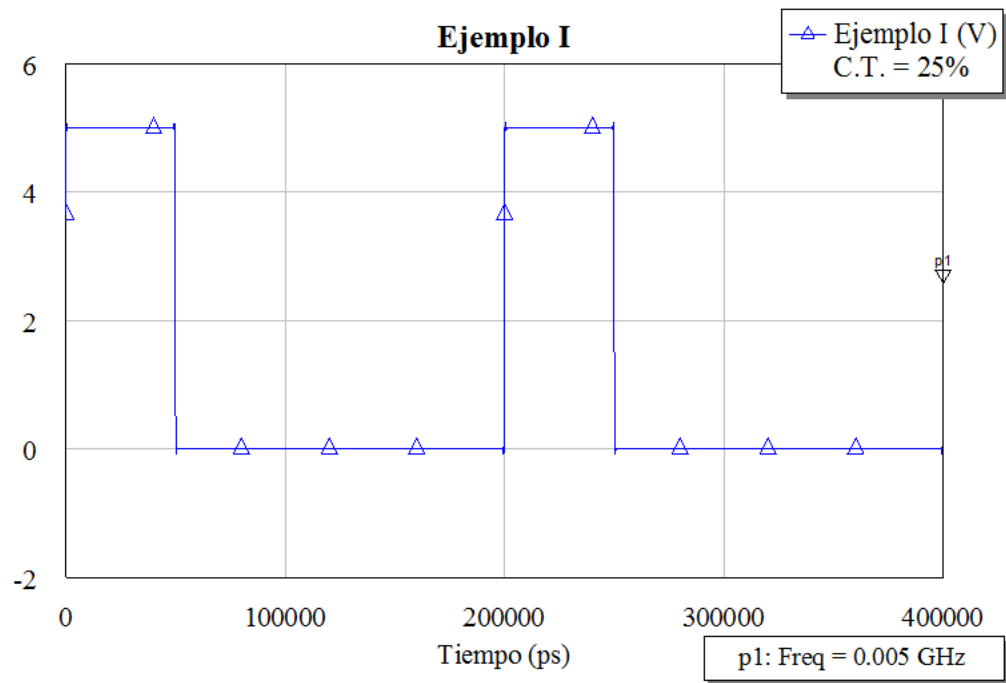


Figura 2. 33: Tren de pulsos con ciclo de trabajo de 25% a 5 MHz.

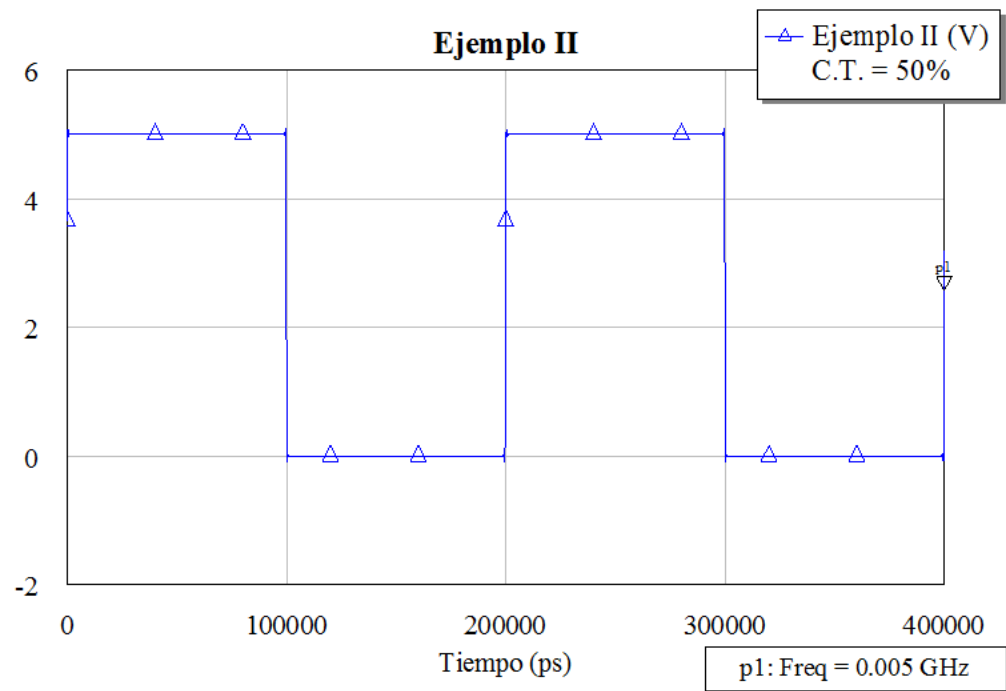


Figura 2. 34: Tren de pulsos con ciclo de trabajo de 50% a 5 MHz.

2.6 Elección de la señal de excitación para un análisis TDR/TDT

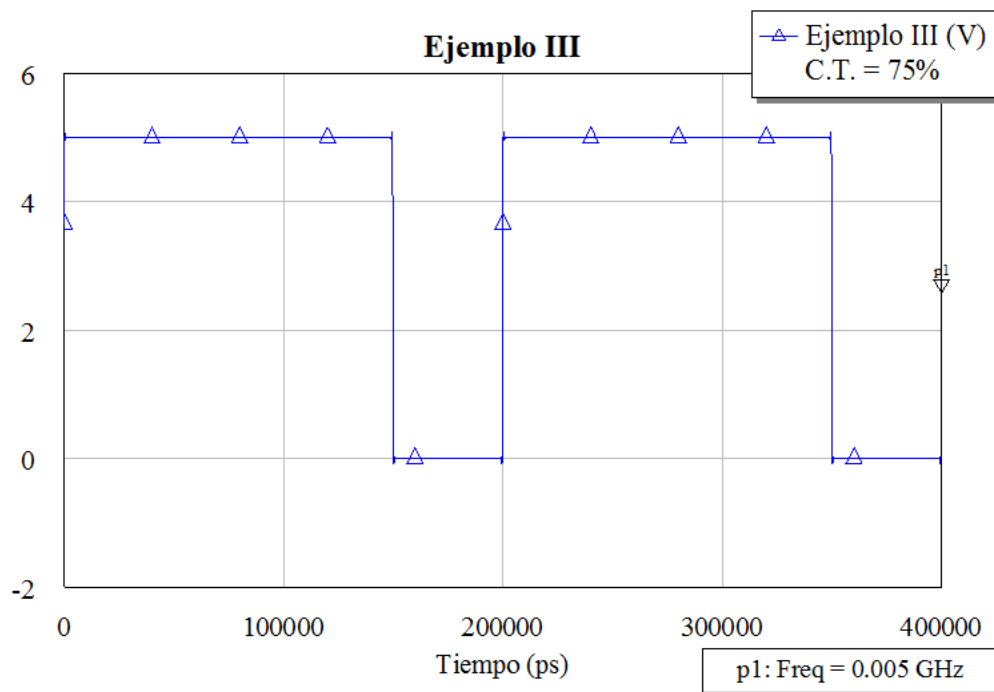


Figura 2. 35: Tren de pulsos con ciclo de trabajo de 75% a 5 MHz.

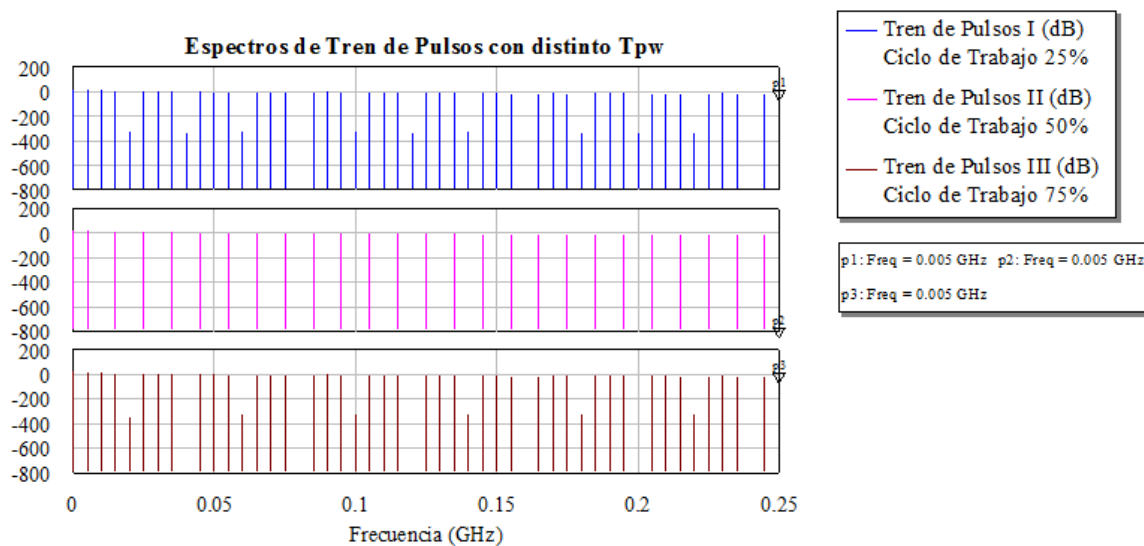


Figura 2. 36: Espectros de tren de pulsos con distintos ciclos de trabajo a 5 MHz.

Si se modifica ésta característica del pulso a partir de su valor nominal (la mitad del periodo de la señal dando lugar a un ciclo de trabajo del 50%), se observa que para ciclo de trabajo inferiores y superiores, el espectro de la señal presenta variaciones con respecto a la frecuencia. Sin embargo para señales con un ciclo de trabajo del 50%, la respuesta en frecuencia de dicha señal tiene una magnitud constante para los armónicos representados, por lo que facilita el análisis y aumenta la fiabilidad en el proceso. El

ancho de pulso será el parámetro más importante para que la realización de medidas TDR/TDT se lleva acabo con una buena precisión.

Por tanto, los tres parámetros analizados tendrán repercusiones sobre el análisis del comportamiento de la red/dispositivo. Por ello, habrá que tener precaución a la hora de definir el valor de los parámetros cuando se vaya a caracterizar una red/dispositivo.

En resumen, el parámetro de la señal de excitación que mayor relevancia tendrá sobre el análisis de redes SMATV mediante las técnicas TDR/TDT será la anchura de pulso, ya que como se ha observado, la modificación del tiempo de subida y bajada afectan de forma leve sobre el espectro de la señal.

Por último, queda definir los procedimientos a seguir para el correcto cálculo de la respuesta de un DUT utilizando las técnicas de medida TDR/TDT.

2.7 Metodología de las técnicas TDA para la caracterización de dispositivos

El cálculo de los parámetros S que caracterizan un DUT puede ser útil para conseguir obtener la $H(f)$ del dispositivo. Los parámetros S describen la transferencia de potencia entre los distintos puertos de un circuito que opera a altas frecuencias. Como el objetivo se centra en observar cómo y de qué manera responde un DUT cuando se le introduce una señal por el puerto de entrada y observando la señal por el puerto de salida, se debe pensar cómo calcular el parámetro S de transmisión (S_{21}), ya que relaciona las dos señales de interés mencionadas. De tal manera que:

$$H(f) = S_{21} \quad (2.21)$$

En caso de que el interés recaiga en la observación de la respuesta del dispositivo en el dominio temporal, basta con aplicar la Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT) y así obtener la respuesta al impulso de la señal [13].

2.7 Metodología de las técnicas TDA para la caracterización de dispositivos

Por tanto, la respuesta en frecuencia $H(f)$ de nuestro DUT es posible calcularla mediante la utilización de los parámetros S y será útil para realizar la simulación CAD mediante un software específico sobre el que más adelante se hablará.

Manteniendo al margen el método de cálculo de la respuesta del dispositivo DUT a partir del parámetro de dispersión S_{21} , existe otro método paralelo al hasta ahora comentado con similar finalidad de cálculo.

Éste método se basa en la correcta definición de los parámetros correspondientes para un análisis TDR/TDT de un dispositivo.

En primer lugar, se sabe que una señal periódica continua en el tiempo presenta un cierto grado de complejidad a la hora de analizarla de una manera práctica. Por ello, el ingeniero se encuentra en la obligación de analizar dicha señal a partir de una serie de muestras. Estas muestras (N_t) se tomarán de una manera continua cada un cierto periodo de tiempo (Δt). Las herramientas de simulación CAD son incapaces de captar una señal de naturaleza analógica y es por ello por lo que se recurre a realizar este muestreo o síntesis de la señal que se quiere observar. De esta manera, la señal quedará definida adecuadamente para poder identificarla. Las herramientas de simulación, para simular con las señales muestreadas y que éstas tengan las características de las señales continuas en el tiempo, se representan de forma continua para facilitar la comprensión al usuario.

Un ejemplo de la representación mencionada se muestra en la figura 2.37. La señal está definida con un cierto número de muestras N_t tomadas equitativamente cada un cierto periodo de tiempo Δt .

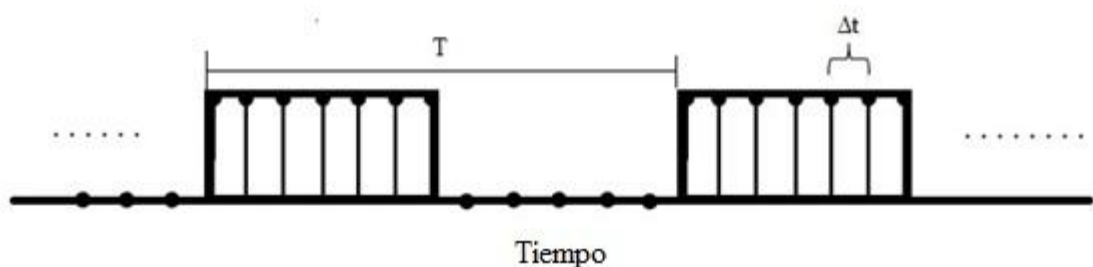


Figura 2. 37: Muestreo de una señal periódica

Capítulo 2

La relación entre los parámetros definidos hasta ahora cumplen la siguiente ecuación:

$$T = N_t \cdot \Delta t \rightarrow N_t = \frac{T}{\Delta t} \quad (2.22)$$

Transformando dicha señal al dominio de la frecuencia, tendrán importancia los parámetros hasta ahora descritos. Por ello, la ecuación 2.22 tiene relación con la siguiente ecuación:

$$F = N_f \cdot \Delta f \rightarrow N_f = \frac{F}{\Delta f} \quad (2.23)$$

donde ‘F’ es la frecuencia máxima a la que queda representada la señal en el dominio de Fourier, ‘ Δf ’ es el intervalo en frecuencia cada el cual queda representada la señal y N_f es el número de muestras con el que se representa la señal en el dominio frecuencial. Dos de estos parámetros tienen relación directa con los correspondientes al dominio temporal tal que:

$$\begin{aligned} F &= \frac{1}{2 * \Delta t} [Hz] \\ \Delta f &= \frac{1}{T} [Hz] \end{aligned} \quad (2.24)$$

Por estas relaciones, el ingeniero deberá sopesar el tipo de resolución que quiere tener al realizar una medida en un dominio, así como la consecuente escala que deberá definir en el osciloscopio para poder visualizar correctamente la medida realizada.

Por último mencionar que los parámetros citados están directamente relacionados con los parámetros a utilizar en simulación CAD, ya que en este caso se cumple que:

$$F_{s \max} = N \cdot F_s \rightarrow N = \frac{F_{s \max}}{F_s} \quad (2.25)$$

donde $F_{s \max}$ es la frecuencia de simulación máxima hasta la que se quiere realizar el análisis, F_s es la frecuencia de simulación que define el intervalo cada el cual quedará representada la señal en el dominio frecuencial, y esta directamente relacionada con el periodo de la señal de simulación T_s tal que:

2.7 Metodología de las técnicas TDA para la caracterización de dispositivos

$$T_s = \frac{1}{F_s} [\text{seg}] \quad (2.26)$$

Una vez definidos los parámetros necesarios para realizar la simulación de un análisis TDR/TDT, se explican los pasos a seguir para su correcta aplicación:

1. Se fija un valor para la frecuencia de simulación F_s que definirá el periodo de simulación T_s de la señal de excitación del sistema.
2. Se establece la anchura de pulso de la señal de excitación para conseguir un ciclo de trabajo aproximado del 50%, por tanto:

$$T_{pw} \approx T_s / 2 \quad (2.27)$$

3. Se fija el valor del tiempo de subida y tiempo de bajada a un valor nominal:

$$T_r = T_f \quad (2.28)$$

4. Se procede a aplicar la FFT sobre un periodo de las señales de interés de los distintos puertos de entrada y salida, así como el número de armónicos con los que se quiere definir la correspondiente función de transferencia resultando para el análisis TDT la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} V_{entrada}(f) &= FFT(V_{entrada}(t), T_s, N) \xrightarrow{\text{siendo}} N = \frac{F_{s \max}}{F_s} \\ V_{salida}(f) &= FFT(V_{salida}(t), T_s, N) \xrightarrow{\text{siendo}} N = \frac{F_{s \max}}{F_s} \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$H(f) = S_{21} = \frac{V_{salida}(f)}{V_{entrada}(f)}$$

Para una correcta comprensión de la metodología del análisis TDR/TDT, se propone un escenario concreto y su correspondiente aplicación:

- El ingeniero necesita obtener los parámetros S de una red hasta la frecuencia de 2.15 GHz, con una resolución de 512 puntos, por tanto:

$$F_{s \max} = 2.15 [\text{GHz}]$$

$$N = 512$$

Capítulo 2

por lo que el generador deberá generar un tren de pulsos tal que:

$$F_s = 4.2[MHz] \longrightarrow T_s = \frac{1}{F_s} = 238.09[nseg]$$

- Como la señal debe tener un ciclo de trabajo del 50%, el valor de los parámetros que será:

$$T_{pw} = \frac{T_s}{2} = 119.04[nseg]$$

- Para observar correctamente la función de transferencia de la red, basta con aplicar la siguientes ecuaciones:

$$V_{entrada}(f) = FFT(V_{entrada}(t), 238.09 \cdot 10^{-9}, 512)$$

$$V_{salida}(f) = FFT(V_{salida}(t), 238.09 \cdot 10^{-9}, 512)$$

$$H(f) = S_{21} = \frac{V_{salida}(f)}{V_{entrada}(f)}$$

Por último, otra posibilidad para realizar en este caso el cálculo de la respuesta al impulso de la red/dispositivo, se basa en utilizar una función llamada TDR-LPI (*Time Domain Response – Low Pass Impulse*) [15]. Esta función está implementada en el software *Microwave Office AWR* y se basa en calcular la respuesta al impulso realizando medidas en el tiempo. El proceso es similar a la realización de medidas en el tiempo TDR/TDT y mantiene también cierto parecido con la medida TDR disponible en algunos VNA's.

Hasta aquí quedan definidos los fundamentos teóricos de las técnicas de medida en el dominio del tiempo TDR/TDT, por lo que en el siguiente capítulo se procede a realizar.

Capítulo 3

Medidas mediante VNA frente a simulación CAD de un análisis TDR/TDT

3.1 Obtención de los parámetros S de una red mediante VNA

Las medidas se realizan en la ICT disponible en el Campus Sur de la Universidad Politécnica de Madrid. Para la tomar las medidas, se utiliza el analizador de redes vectorial (VNA) llamado *Agilent E5062A* del cual se dispone en el laboratorio de la UPM, y un software específico desarrollado en lenguaje *VBA (Visual Basic for Application)* [16]. Este software fue creado para que dicho analizador de redes permita

3.1 Obtención de los parámetros S de una red mediante VNA

realizar todas las medidas en la instalación de forma sencilla, guiada y eficaz.

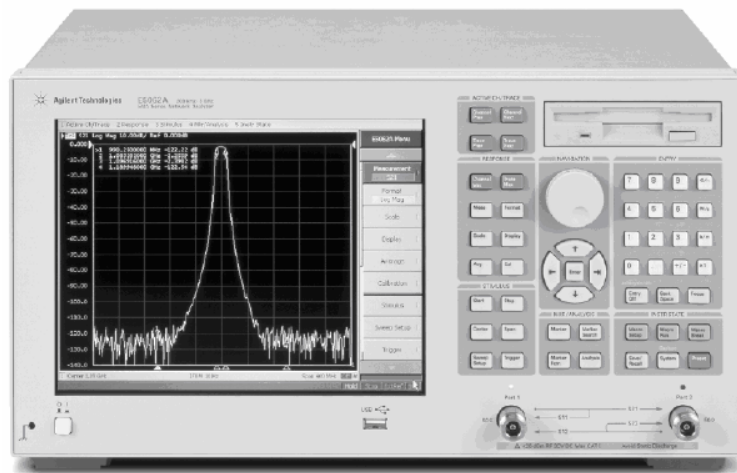


Figura 3. 1: Analizador vectorial de redes Agilent E5062A

La ICT consta de cuatro plantas con cuatro viviendas cada una y la planta en la que se han realizado las simulaciones por partes entre tomas de usuario, es la cuarta. Dichas medidas se realizan sobre la misma planta de la ICT para que éstas sean lo más veraces posibles. En primer lugar, tras realizar la calibración del dispositivo, se realiza la medida del rechazo entre dos tomas de usuario. Dado que la atenuación será muy elevada, se emplea la máxima potencia de salida del VNA para poder diferenciar la respuesta real del suelo de ruido del analizador de redes. En el caso de que la potencia de salida del analizador no fuese suficientemente alta como para superar la potencia de ruido de suelo, la medida que tomaría el VNA sería del ruido de suelo.

Una vez hecho esto, se comienza a trabajar con el software específico cargado en el analizador. Esta aplicación permite seleccionar el número de puertos que se necesitan para cada medida y almacenar los datos en un formato “Touchstone” que el programa Microwave Office AWR reconoce correctamente. De esa manera, con sólo añadir los ficheros *.sNp* (donde *N* es el número de puertos medidos) obtenidos en las medidas al proyecto de trabajo en MWO, se podrá trabajar con ellos y visualizar todos los datos que se necesiten. Después, se carga el programa VBA en el analizador y se empieza a trabajar con él.

Las dos medidas que se van a comparar en los siguientes apartados, tienen como impedancia de carga de referencia, $Z=75\Omega$. Los parámetros S obtenidos mediante el

anализador están referenciados a una impedancia de 50Ω . La red ICT está realizada para una impedancia $Z=75\Omega$ (la impedancia del sistema). Sabiendo esto, a la hora de simular el comportamiento real de la red, basta con implementar los circuitos de simulación en AWR, y cargar todos los puertos con impedancias de 75Ω . De este modo, las simulaciones muestran el comportamiento del sistema con su correspondiente impedancia.

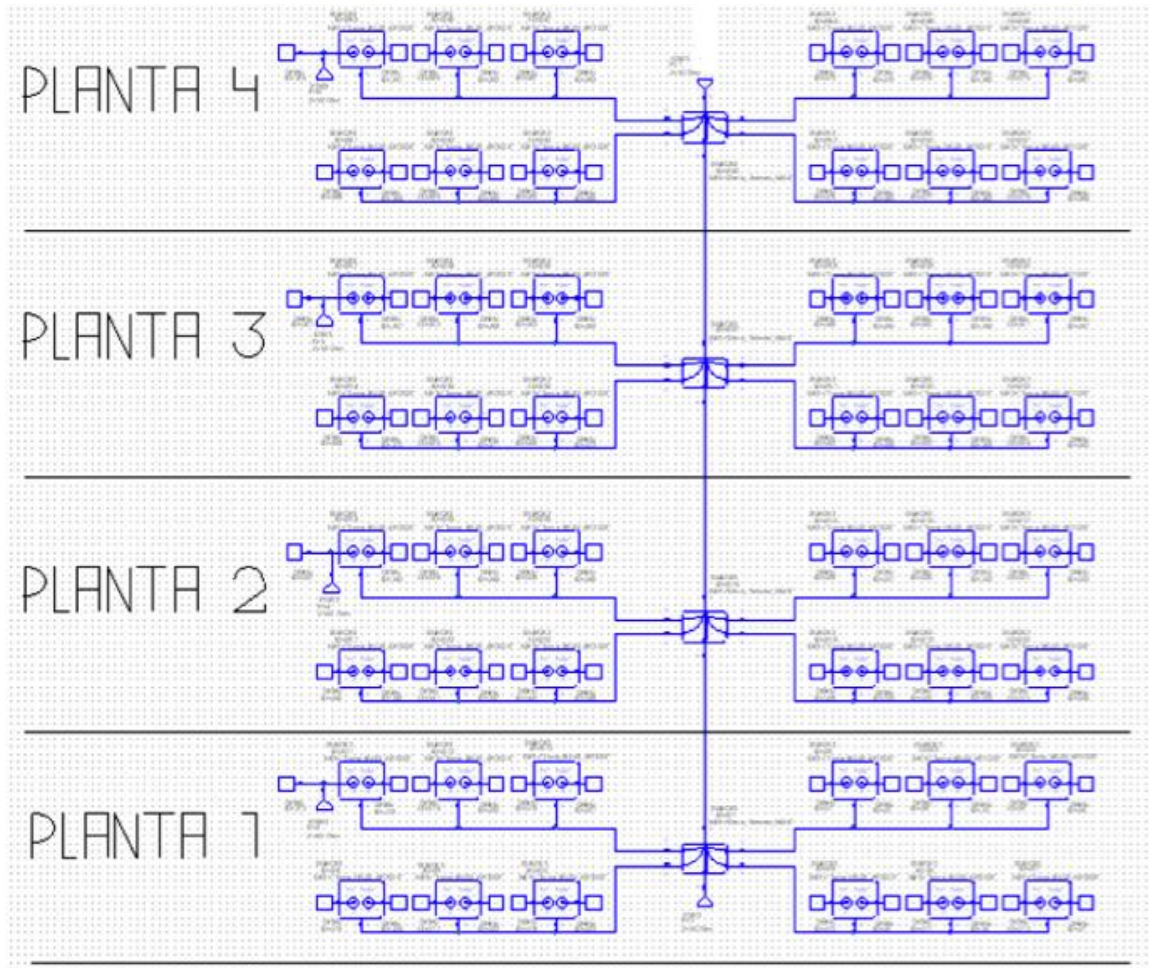


Figura 3. 2: Esquema general de la Red ICT del Campus Sur de la UPM

3.2 Simulación CAD de un análisis mediante VNA frente a un análisis TDR/TDT

Una vez se ha realizado la medida de los parámetros S de las redes a analizar, el siguiente paso es incluir los datos obtenidos en las medidas a un sistema CAD de simulación. Para este caso, se ha empleado la herramienta *Microwave Office AWR*, utilizada en el área de la alta frecuencia por sus grandes prestaciones y su alta fiabilidad en la realización de medidas.

La primera medida se llama “Red ICT Planta 4” refleja el comportamiento de la red SMATV, desde la entrada a la propia red de distribución a una toma de usuario de planta cuarta. A continuación se describe el análisis de dicha medida.

3.2.1 Análisis de “Red ICT Planta 4ª en Banda TV & SAT”

Mediante la herramienta AWR, se implementa un circuito de medición simple en el que como dispositivo intermedio se adjunta el fichero que contiene la información sobre los parámetros S de la medida realizada en el apartado anterior. Recordar que el objetivo primordial es realizar una comparación entre el análisis TDR/TDT y el análisis mediante VNA por lo que en primer lugar, se representará las medidas tomadas mediante VNA (parámetro S_{21}).

La medida realizada mediante el analizador de redes sobre la red ICT es la equivalente a la que se muestra en el siguiente esquema.

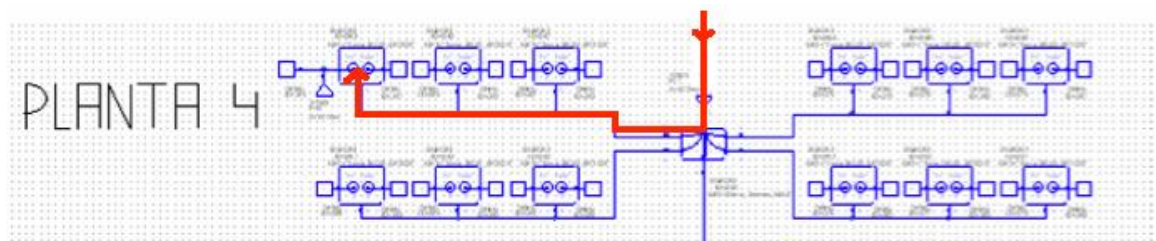


Figura 3. 3: Esquema de medida del “Red ICT Planta 4”

Se muestra en la figura 3.3 que la medida fue tomada desde el punto de entrada a la red de distribución a una de las tomas de usuario de la planta cuarta. En cuanto al

comportamiento de la red con respecto a la medida realizada, se conoce que a través del puerto 2, la red sólo dejará pasar señales a frecuencias comprendidas entre 5 MHz y 860 MHz (banda de TV) aproximadamente, y por el puerto 3, señales a frecuencias superiores a 860 MHz hasta 2.15 GHz (banda SAT).

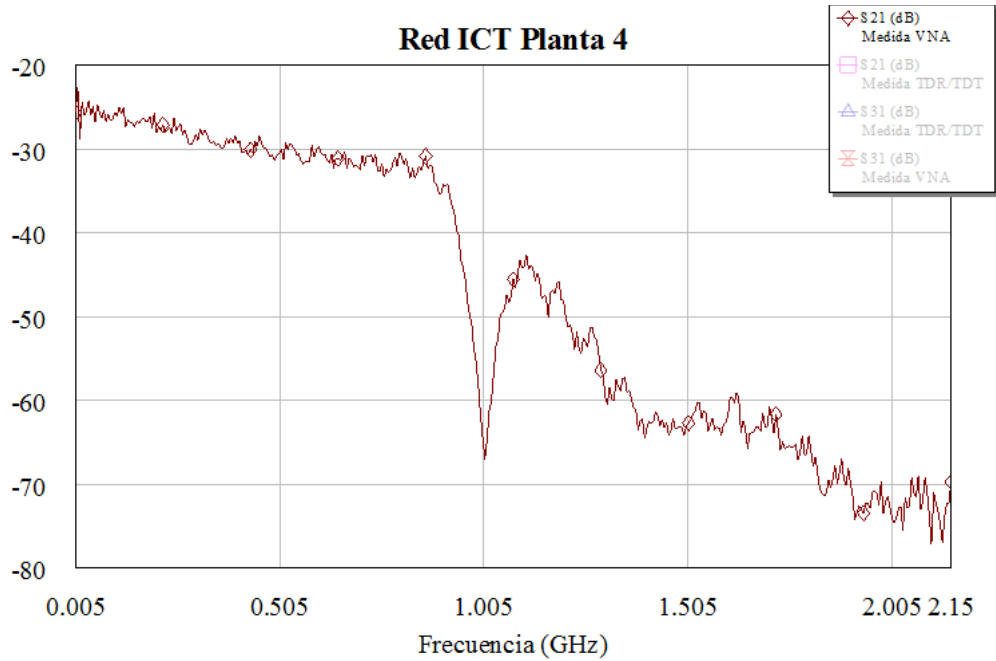


Figura 3. 4: Medida mediante VNA del parámetro $S_{21}(dB)$ de la “Red ICT Planta 4 Banda TV”

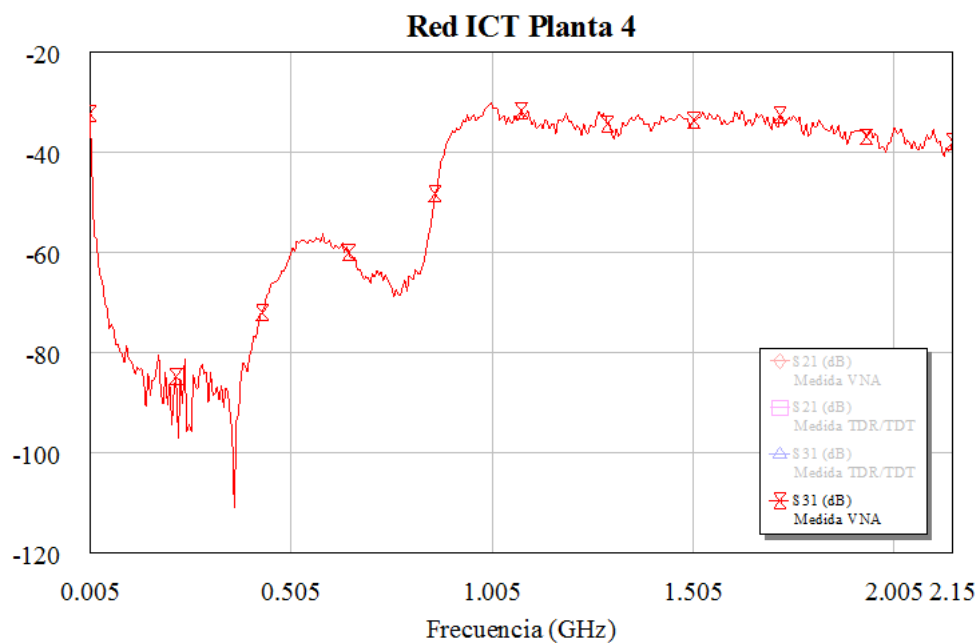


Figura 3. 5: Medida mediante VNA del parámetro $S_{31}(dB)$ de la “Red ICT Planta 4 Banda SAT”

3.2 Simulación CAD de un análisis mediante VNA frente a un análisis TDR/TDT

Hasta ahora se aprecia correctamente el comportamiento de la red en un rango de frecuencias determinado (5 MHz – 2.15 GHz).

Puesto que ya se tiene una muestra del comportamiento de la red habiéndola analizado mediante un VNA, se procede a realizar una simulación de análisis TDR/TDT para poder caracterizar la respuesta de la red utilizando medidas en el dominio del tiempo.

Para realizar el análisis TDR/TDT del dispositivo se parte de un circuito como el que se observa en la figura 3.6 en el que se adjunta en medio del circuito, un subcircuito que está caracterizado por los parámetros S medidos en el apartado 3.1 mediante VNA:

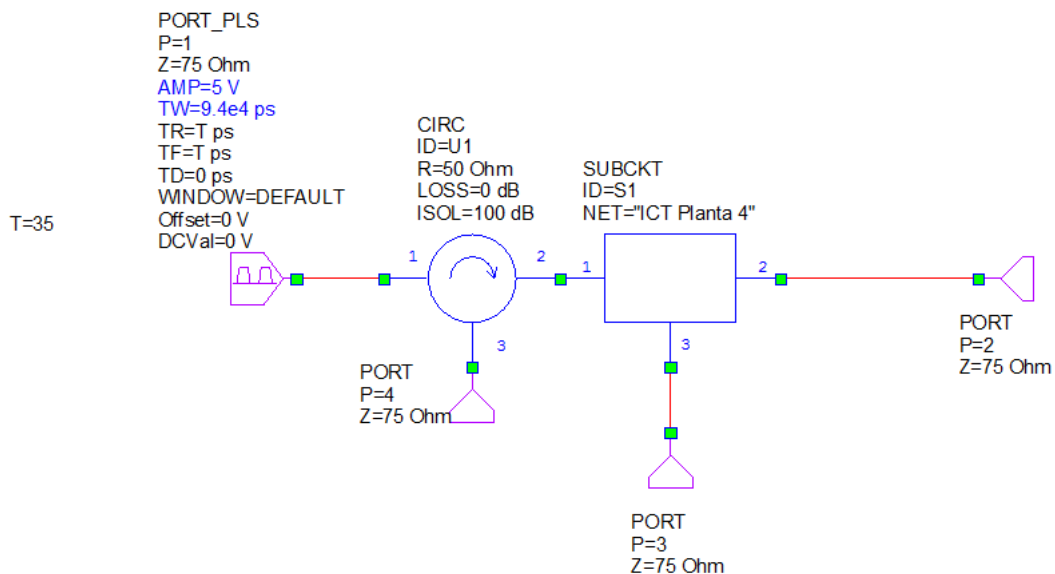


Figura 3. 6: Circuito de simulación para medida TDR/TDT de la “Red ICT Planta 4”

El primer paso para realizar el análisis TDR/TDT es configurar los parámetros característicos de la señal de excitación. Como se ha comentado en el capítulo 2, cuanto más rápidos sean el tiempo de subida y el tiempo de bajada de la señal, mayor contenido espectral tendrá la señal y por tanto los armónicos a frecuencia más altas tendrán más potencia. Por ello, estos parámetros se fijarán con un cierto valor en función de la precisión que ofrezcan a la hora de simular ya que se ha comprobado que el valor que se asigne a estos parámetros realmente no afecta de manera abrupta a la precisión de la medida. Por último, cuanto a la anchura de pulso de la señal, se confirmó que ésta debe

Capítulo 3

establecer una señal con un ciclo de trabajo del 50% para que la eficiencia de la medida sea la idónea.

Se fija una frecuencia de simulación $F_s = 5.315\text{MHz}$ mediante la cual, se calcula directamente el periodo de simulación obteniendo un valor de $T_s = 188\text{ns}$. Se selecciona como valor nominal del ancho de pulso $T_{pw} = 94\text{ns}$ dando lugar a un tren de pulsos con un ciclo de trabajo del 50% como ya se ha comentado.

Una vez la señal de excitación ha sido definida, el siguiente paso se basa en la metodología del análisis en el dominio temporal TDR/TDT, realizando los cálculos pertinentes para su correcta aplicación. Mediante una serie de ecuaciones editadas en Microwave Office AWR (figura 3.9), se aplica la FFT sobre la señal medida a la entrada del DUT (Puerto 1) y sobre las señales de salida (Puerto 2 y 3).

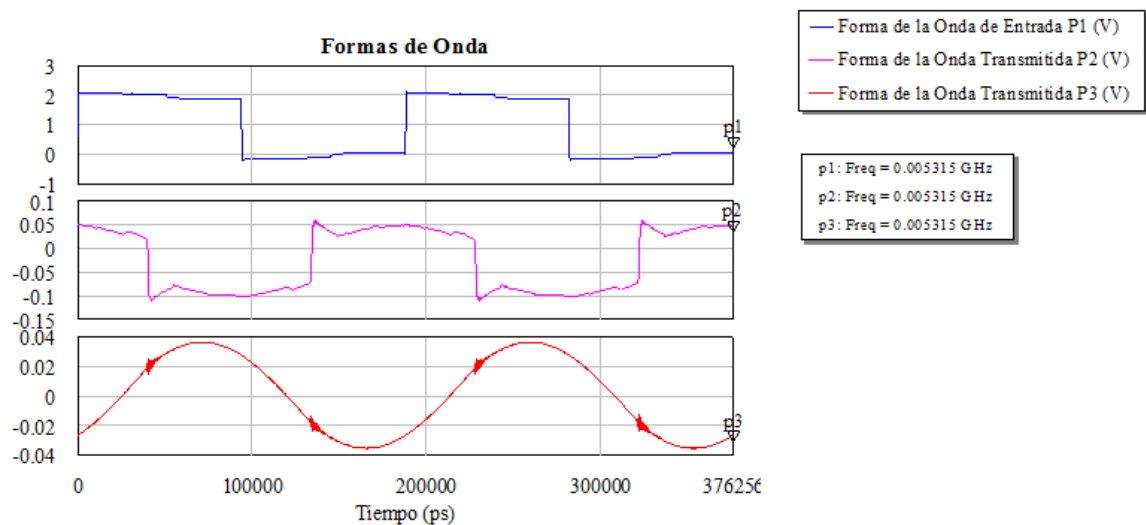


Figura 3. 7: Formas de onda de las señales medidas en los Puertos 1,2 y 3

Se observa como la señal transmitida a los puertos 2 y 3 se ve modificada con respecto a la señal de entrada al atravesar el DUT.

Para aplicar la FFT se deben fijar dos parámetros fundamentales. El primero es el tamaño de la señal sobre la que se aplica la transformada y el segundo el número de armónicos de la misma. Siguiendo con lo explicado en el capítulo 2, el tamaño de la señal sobre la que se aplica la transformada abarcará un periodo de la señal desde $t_{inicio} = 0$ hasta $t_{final} = T_s = 188\text{ns}$, y el número de armónicos se calcula tal que:

3.2 Simulación CAD de un análisis mediante VNA frente a un análisis TDR/TDT

$$F_{s \max} = N \cdot F_s \rightarrow N = \frac{F_{s \max}}{F_s} = \frac{2.15 \cdot 10^9}{5.315 \cdot 10^6} = 403.51 \approx 404 \quad (3.1)$$

Una vez se realiza la FFT de las señales de entrada y salida se calcula la función de transferencia de la red mediante la ecuación:

$$H_{21}(f) = \frac{V_{\text{salida(Puerto2)}}(f)}{V_{\text{entrada(Puerto1)}}(f)} \quad H_{31}(f) = \frac{V_{\text{salida(Puerto3)}}(f)}{V_{\text{entrada(Puerto1)}}(f)} \quad (3.2)$$

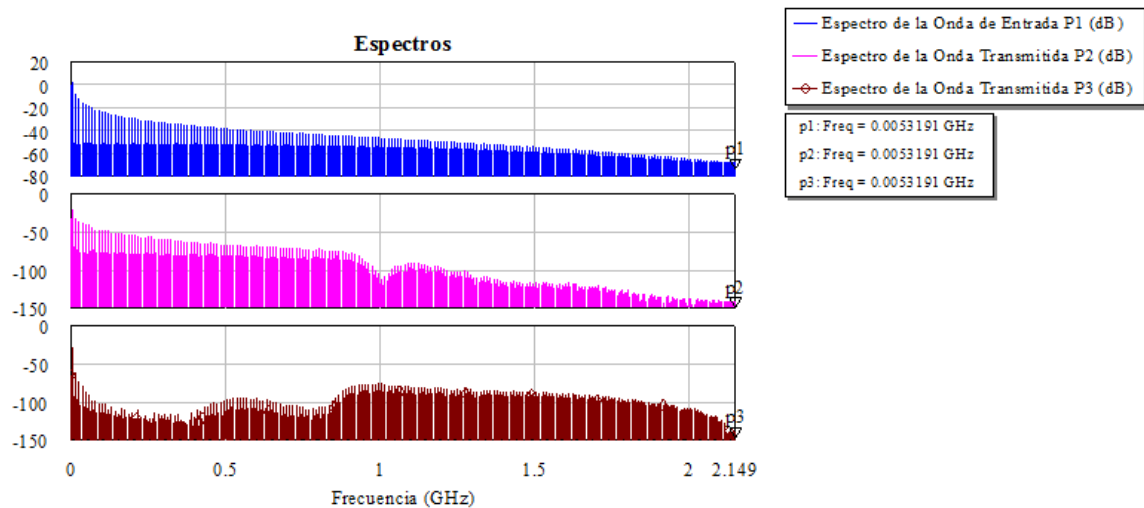


Figura 3. 8: Espectros de las señales medidas en los Puertos 1,2 y 3

En la figura 3.8, se aprecia la gran atenuación que sufren los espectros de las señales a frecuencias relativamente altas, dentro del rango de frecuencia sobre el que se está analizando. Para la realización de los cálculos descritos sobre FFT, se implementan las ecuaciones en el editor de Microwave Office AWR de la siguiente manera:

```
Hallo la FFT de V1 por separado, parte real e imaginaria
R_FFT_Ventrada = MLIN TDR:Re(Vfft(PORT_1,0,3,188000,4,404,0,6,0))[1]
I_FFT_Ventrada = MLIN TDR:Im(Vfft(PORT_1,0,3,188000,4,404,0,6,0))[1]
Hallo la FFT de V2 por separado, parte real e imaginaria
R_FFT_Vsalida = MLIN TDR:Re(Vfft(PORT_2,0,3,188000,4,404,0,6,0))[1]
I_FFT_Vsalida = MLIN TDR:Im(Vfft(PORT_2,0,3,188000,4,404,0,6,0))[1]
Hallo S21, acordarse de multiplicar por j la parte imaginaria
Ftransferencia_frec21=(R_FFT_Vsalida+I_FFT_Vsalida*j)/((R_FFT_Ventrada+I_FFT_Ventrada*j)+0.000000001)

Hallo la FFT de V3 por separado, parte real e imaginaria
R_FFT_Vsalida3 = MLIN TDR:Re(Vfft(PORT_3,0,3,188000,4,404,0,6,0))[1]
I_FFT_Vsalida3 = MLIN TDR:Im(Vfft(PORT_3,0,3,188000,4,404,0,6,0))[1]
Hallo Funcion de Transferencia 31
Ftransferencia_frec31=(R_FFT_Vsalida3+I_FFT_Vsalida3*j)/((R_FFT_Ventrada+I_FFT_Ventrada*j)+0.00000001)
```

Figura 3. 9: Printado del editor de ecuaciones de AWR para simulación de análisis TDT

Por último, queda representar estas funciones de transferencia en una misma gráfica para comprobar si realmente la técnica de análisis en el tiempo TDR/TDT investigada, es eficiente para la caracterización de la respuesta en frecuencia de una red.

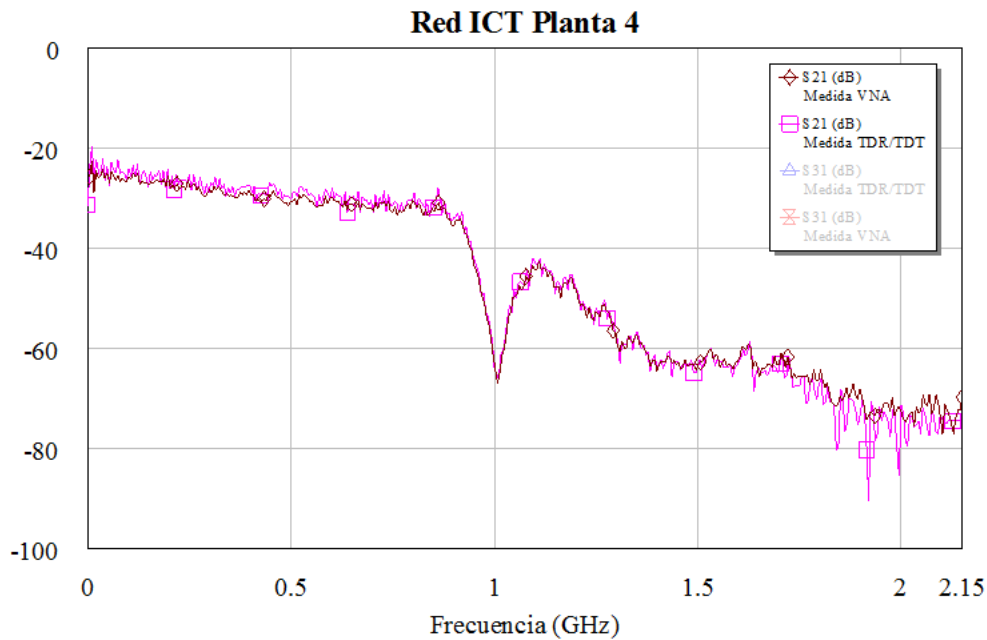


Figura 3. 10: Medida mediante VNA frente al análisis TDR/TDT de la “Red ICT Planta 4” (Banda TV)

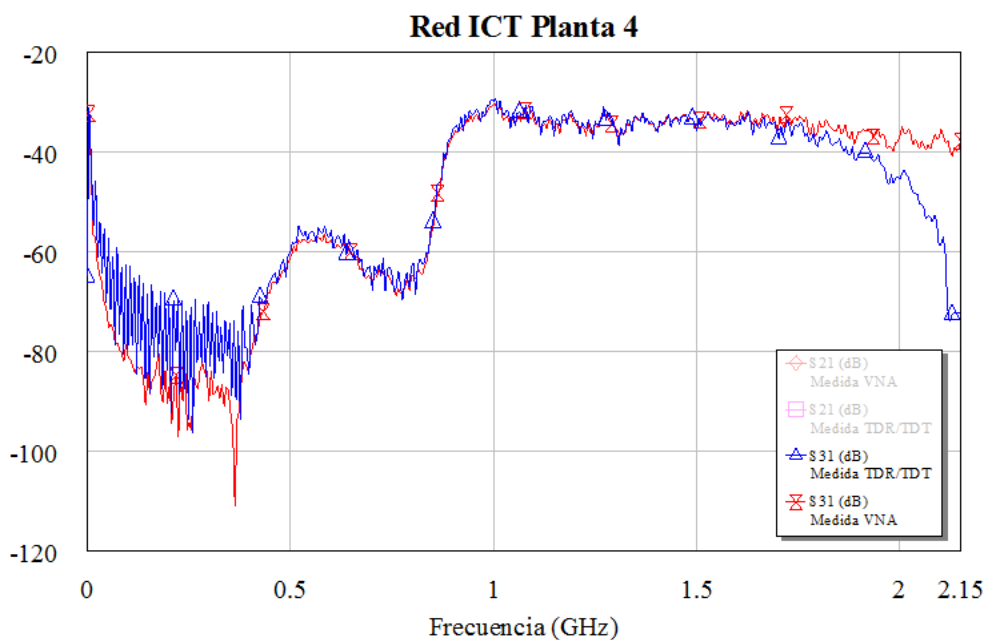


Figura 3. 11: Medida mediante VNA frente al análisis TDR/TDT de la “Red ICT Planta 4” (Banda SAT)

3.2 Simulación CAD de un análisis mediante VNA frente a un análisis TDR/TDT

Satisfactoriamente, se comprueba que el análisis temporal de la red resulta bastante eficiente en comparación con el realizado mediante VNA. Se observa una similitud entre la respuesta de la red en el dominio de la frecuencia (VNA) y en el dominio del tiempo (TDR/TDT).

Como único inconveniente, en los rangos de frecuencia de 5 MHz a 400 MHz, y de 1.75 GHz a 2.15 GHz, la curva correspondiente al análisis TDR/TDT difiere de la curva calculada mediante el VNA. Se piensa que éste inconveniente se puede deber a las características del espectro de la señal de entrada y salida en ese rango de frecuencias por lo que, si se observan los espectros de las señales de entrada y salida en la figura 3.8, se podrá ver que las señales en esos rangos de frecuencias tienen un nivel de señal relativamente bajo. El nivel de ruido de cuantificación o de cálculo del algoritmo que genera Microwave Office AWR en ese rango de frecuencias, resulta superior al nivel de señal en dicho intervalo por lo que el cálculo se realiza correctamente pero es afectado por dicho ruido, dando lugar a un resultado que difiere bastante del obtenido mediante VNA.

3.2.2 Análisis de la red ICT para el “Aislamiento en la Toma de Usuario en la Banda TV & SAT”

Los mismos pasos seguidos para realizar el análisis de la “Red ICT Planta 4” se siguen para realizar otro análisis. En este caso, en el apartado 3.1 se realizó la medida del aislamiento para las tomas de usuario en la banda de TV y SAT mediante VNA.

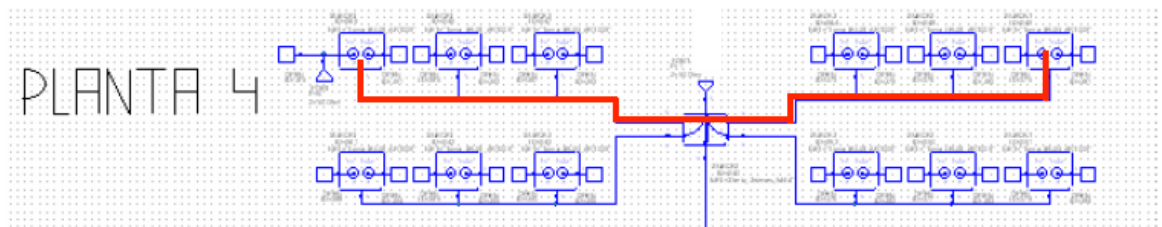


Figura 3. 12: Esquema de medida del “Aislamiento Toma de Usuario en Banda TV & SAT”

De la misma manera que para el ejemplo de red anterior, se adjuntan en los circuitos de simulación dichas medidas como un subcircuito que está caracterizado por

Capítulo 3

los parámetros S medidos. Por tanto los circuitos de simulación presentan la siguiente estructura:

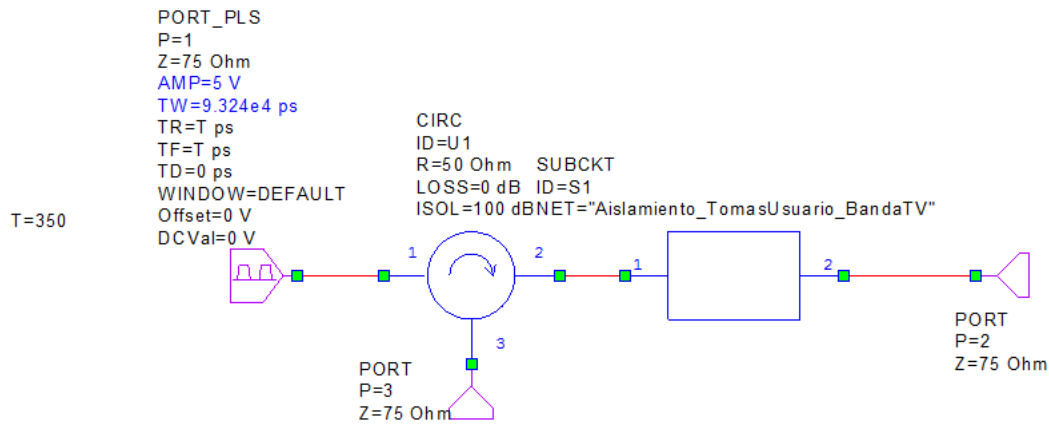


Figura 3. 13: Circuito de simulación para medida TDR/TDT del “Aislamiento Toma de Usuario en Banda TV”

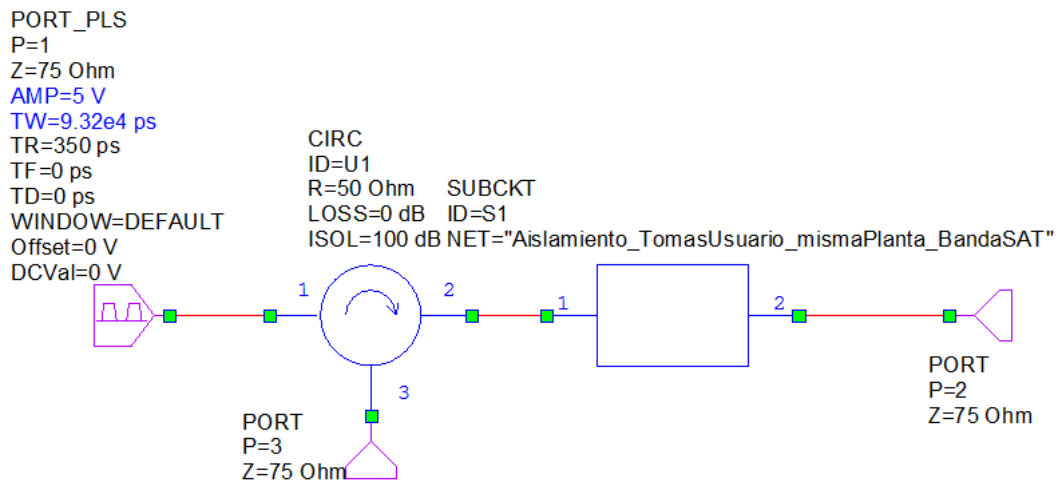


Figura 3. 14: Circuito de simulación para medida TDR/TDT del “Aislamiento Toma de Usuario en Banda SAT”

Se representan los parámetros S correspondientes al circuito de simulación implementado:

3.2 Simulación CAD de un análisis mediante VNA frente a un análisis TDR/TDT

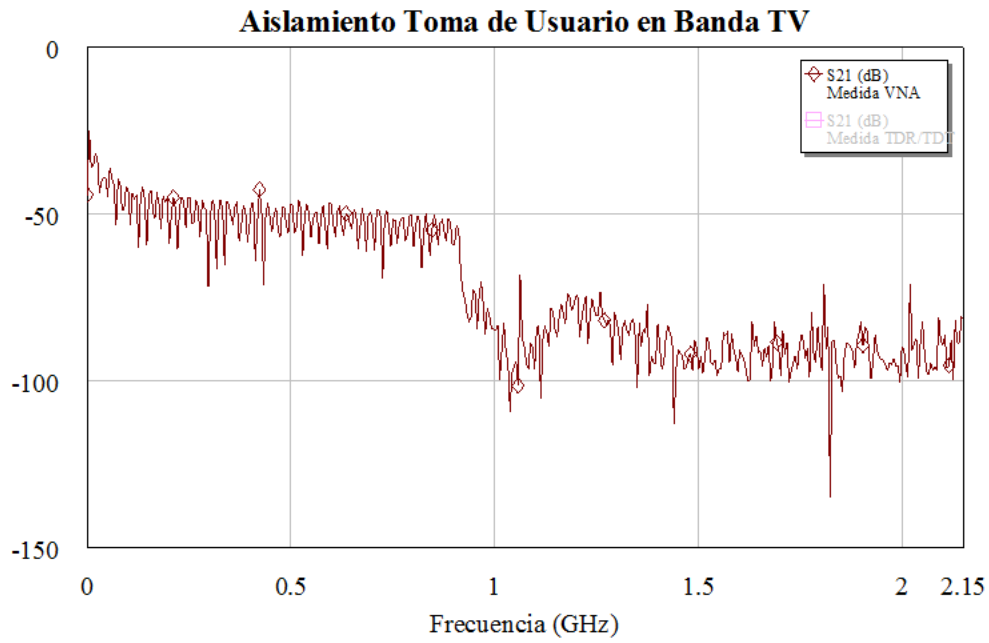


Figura 3. 15: Medida mediante VNA del parámetro S_{21} (dB) del “Aislamiento Toma de Usuario en Banda TV”

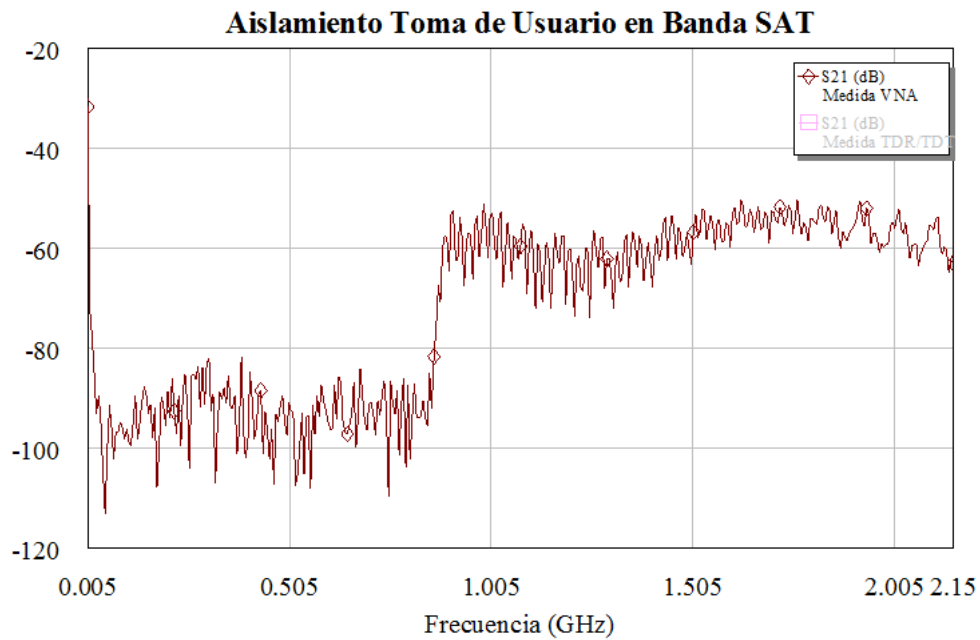


Figura 3. 16: Medida mediante VNA del parámetro S_{21} (dB) del “Aislamiento Toma de Usuario en Banda SAT”

A partir de la frecuencia de simulación seleccionada ($F_s = 5.3625\text{MHz}$), se calcula inmediatamente el valor del periodo de simulación $T_s = 186.480\text{ns}$.

Con la información disponible, se establecen los parámetros para definir adecuadamente la señal de excitación de tal manera que la anchura de pulso es $T_{pw} = 93.240ns$, dando lugar como en el caso anterior, a un tren de pulsos con un ciclo de trabajo del 50%. Los valores correspondientes al tiempo de subida y tiempo de bajada de la señal, se siguen fijando en función de la precisión que ofrezcan a la hora de realizar la simulación.

Ahora que la señal de excitación ha sido definida, se aplica la metodología del análisis en el dominio temporal TDR/TDT. Mediante las ecuaciones editadas en Microwave Office AWR (figura 3.19), se aplica la FFT sobre la señal medida a la entrada (Puerto 1) y a la salida (Puerto 2) del DUT para las diferentes circuitos. Se muestran ahora la señales de entrada y salida correspondientes a cada banda a analizar, así como el conjunto de ecuaciones que realizan los cálculos para el análisis TDR/TDT.

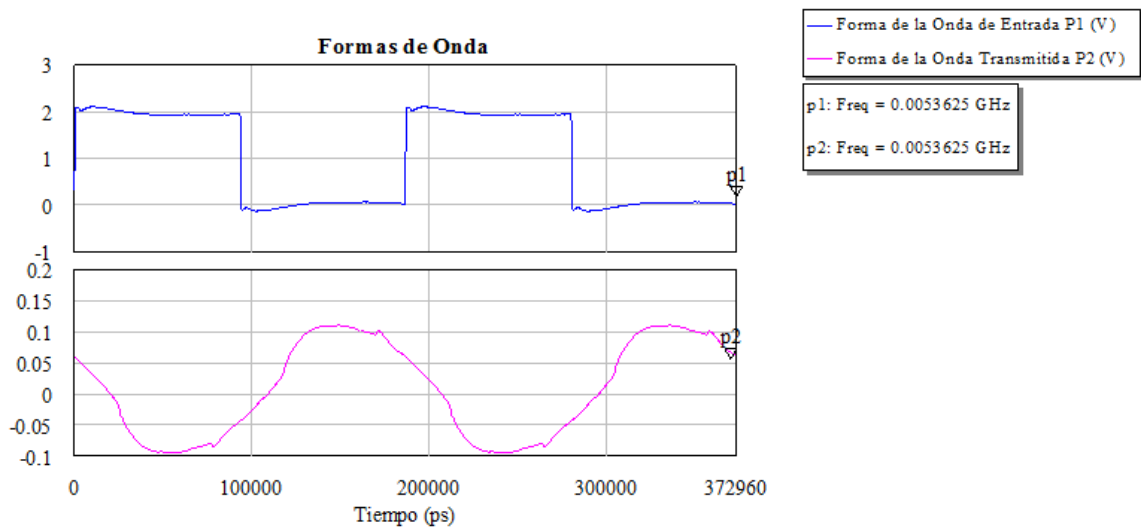


Figura 3. 17: Formas de onda de las señales en los Puertos 1 y 2 (Banda TV)

3.2 Simulación CAD de un análisis mediante VNA frente a un análisis TDR/TDT

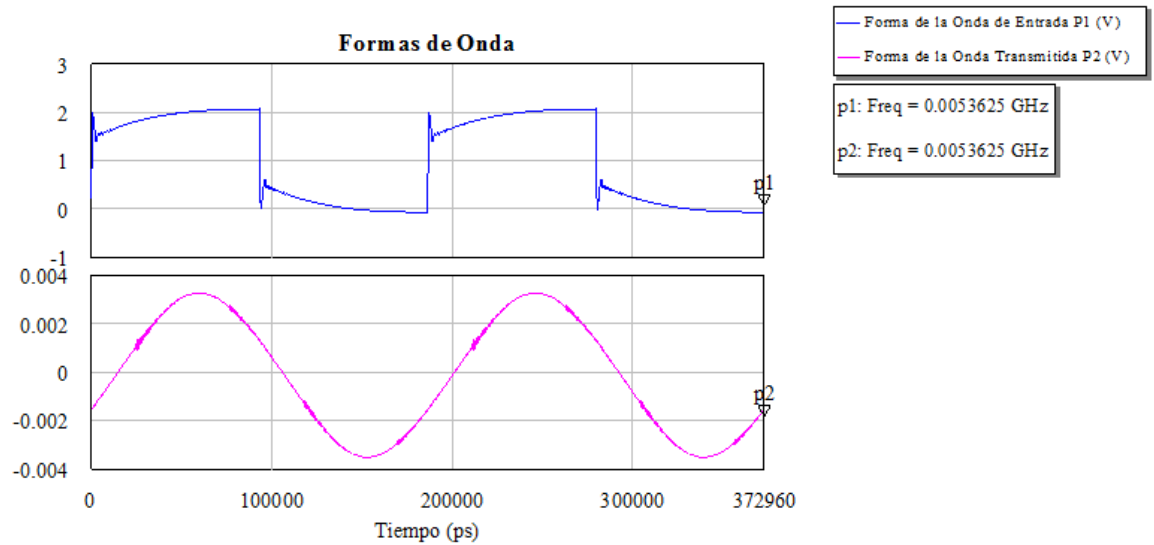


Figura 3. 18: Formas de onda de las señales en los Puertos 1 y 2 (Banda SAT)

```
Hallo la FFT de V1 por separado, parte real e imaginaria
R_FFT_Ventrada1 = MLIN:Re(Vfft(PORT_1,0,3,186480,4,401,0,4,0))[1]
I_FFT_Ventrada1 = MLIN:Im(Vfft(PORT_1,0,3,186480,4,401,0,4,0))[1]
Hallo la FFT de V2 por separado, parte real e imaginaria
R_FFT_Vsalida1 = MLIN:Re(Vfft(PORT_2,0,3,186480,4,401,0,4,0))[1]
I_FFT_Vsalida1 = MLIN:Im(Vfft(PORT_2,0,3,186480,4,401,0,4,0))[1]
Hallo S21, acordarse de multiplicar por j la parte imaginaria
Ftransferencia_freq121=(R_FFT_Vsalida1+I_FFT_Vsalida1*j)/((R_FFT_Ventrada1+I_FFT_Ventrada1*j)+0.000000001)
```

Figura 3. 19: Printado del editor de AWR para simulación de análisis TDT

Para aplicar la FFT sobre dichas señales se define el tamaño de la señal sobre la que se aplica la transformada desde $t_{inicio} = 0$ hasta $t_{final} = T_s = 186.480ns$, y el número de armónicos tal que:

$$F_{s\max} = N \cdot F_s \rightarrow N = \frac{F_{s\max}}{F_s} = \frac{2.15 \cdot 10^9}{5.3625 \cdot 10^6} = 400.93 \approx 401 \quad (3.3)$$

Realizada la FFT de las señales de entrada y salida se calcula la función de transferencia de la red mediante la ecuación:

$$H_{21}(f) = \frac{V_{salida(Puerto2)}(f)}{V_{entrada(Puerto1)}(f)}$$

Se muestran las señales en el dominio de Fourier después de ser transformadas:

Nota: La suma de 0.00000001 en el denominador del cálculo de la función de transferencia se utiliza para que el valor de dicho denominador nunca se considere 0 y por tanto no desprecie valores relativamente pequeños.

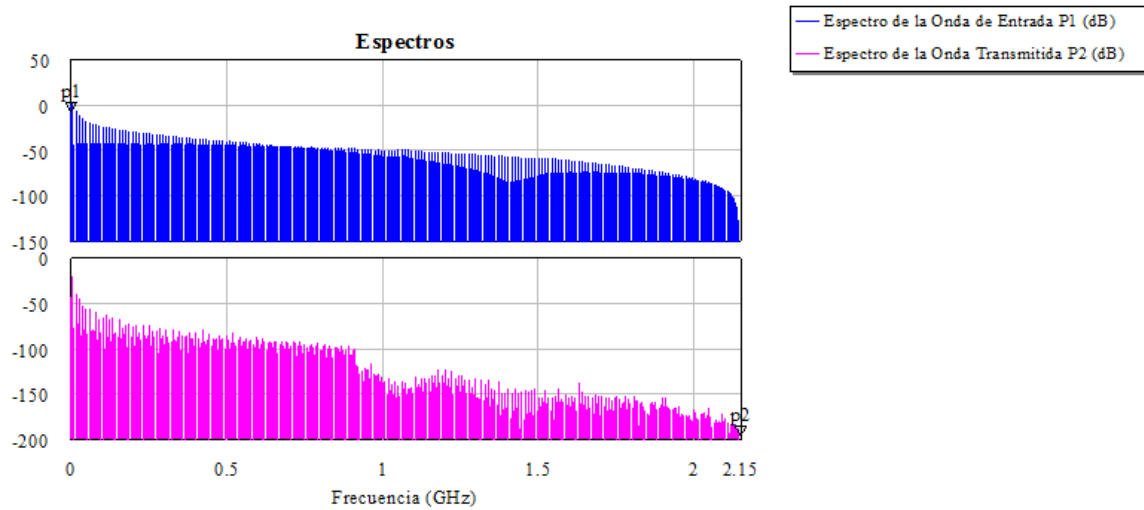


Figura 3. 20: Espectros de las señales medidas en los Puertos 1 y 2 (Banda TV)

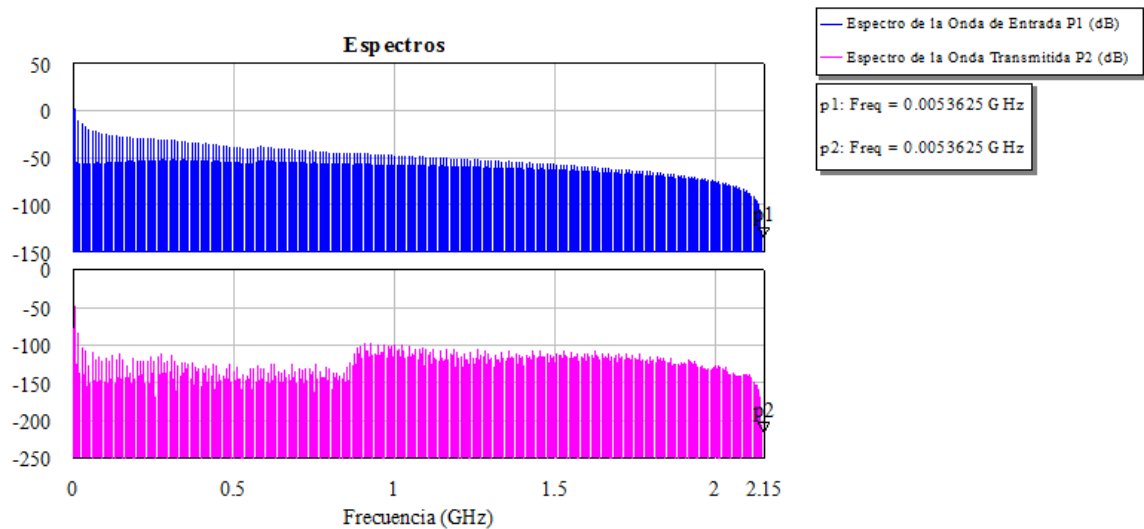


Figura 3. 21: Espectros de las señales medidas en los Puertos 1 y 2 (Banda SAT)

Ya se puede llegar a observar que en ciertos rangos de frecuencia, las magnitudes de las señales son de nivel bajo, por lo que tal vez este matiz pueda dificultar el cálculos de la respuesta en frecuencia. Se procede a representar las funciones de transferencia calculadas mediante el análisis TDR/TDT, frente a los parámetros S del circuito ya medidos.

3.2 Simulación CAD de un análisis mediante VNA frente a un análisis TDR/TDT

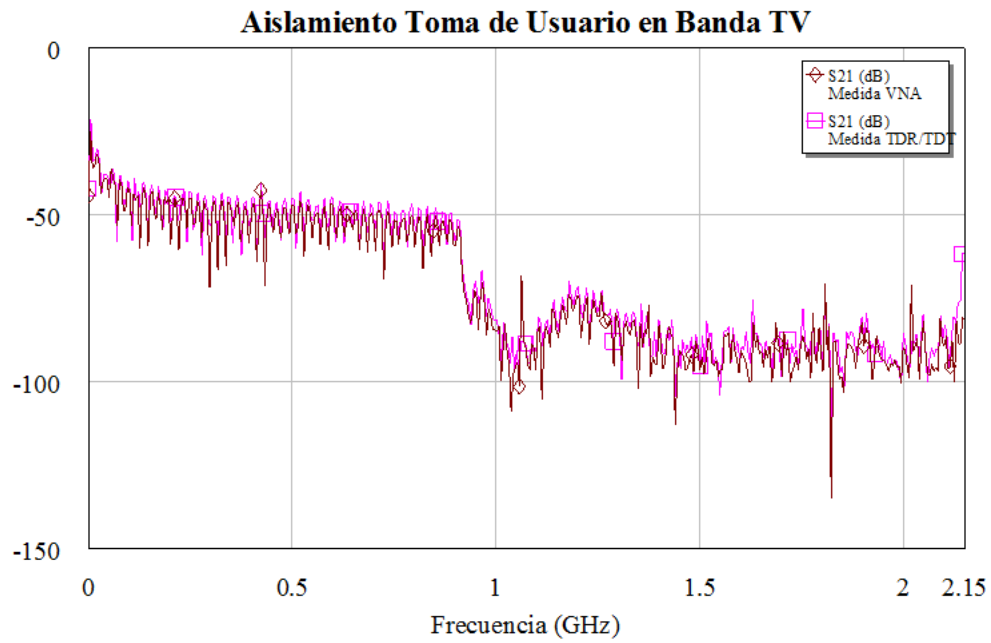


Figura 3. 22: Medida mediante VNA frente al análisis TDR/TDT del “Aislamiento Toma de Usuario Banda TV”

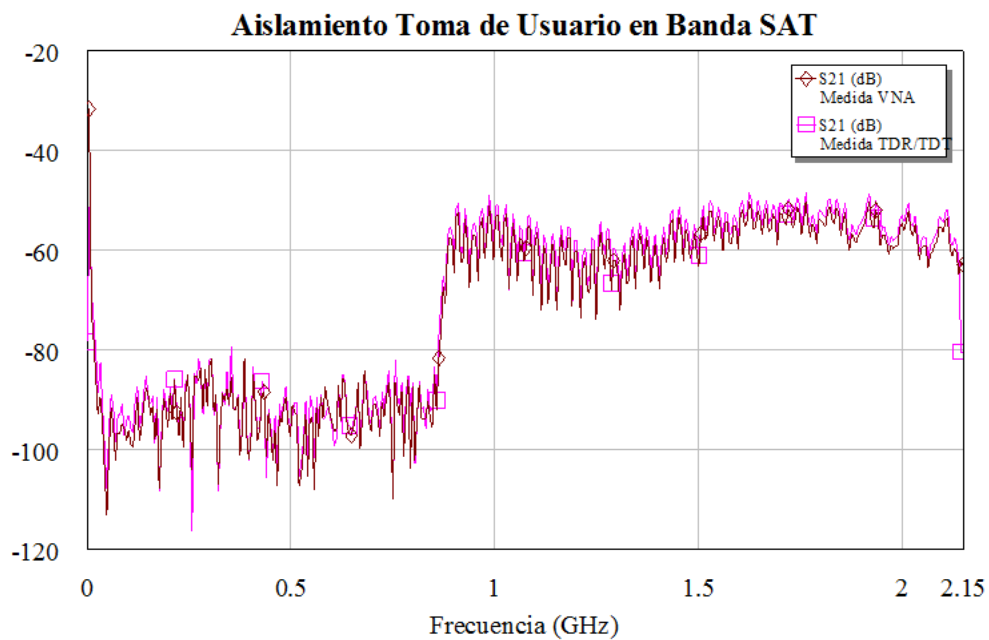


Figura 3. 23: Medida mediante VNA frente al análisis TDR/TDT del “Aislamiento Toma de Usuario Banda SAT”

Como se puede observar, el análisis temporal de la red resulta en este caso muy eficiente en comparación con el realizado mediante VNA. Existe una gran similitud entre la respuesta de la red en el dominio de la frecuencia (VNA) y en el dominio del tiempo (TDR/TDT). El efecto del ruido de cuantificación o de cálculo del algoritmo para este

caso, no afecta de forma significativa en ningún rango de las frecuencias que se observan, salvo a partir de 2.10 GHz donde el nivel del espectro de la señal de salida a esas frecuencias se encuentra relativamente por debajo del nivel de ruido, por ello la curva correspondiente al análisis TDR/TDT no se aproxima a la curva que describe los parámetros S del circuito implementado para el análisis de la respuesta de la red.

Como se especificó al principio de ese apartado, las medidas se han realizado partiendo de una impedancia de carga de referencia 75Ω . A partir de ahí, se plantea la idea de estudiar el comportamiento de la red ICT, cuando una de las tomas de usuario se carga con un cortocircuito.

3.3 Comportamiento de una red SMATV ante un cortocircuito en una toma de usuario

Como bien se comentó al comienzo del capítulo 2, las ICT's forman parte del proyecto de construcción de un edificio de viviendas. Se puede dar la situación, de que los inquilinos de estas viviendas puedan decidir hacer una reforma u obra en su propio domicilio. En este caso, el *modus operandi* de los operarios que vayan a trabajar en dicha reforma se basa en cortocircuitar el cable (típicamente coaxial) que llega al domicilio. Cabe mencionar, que la aparición de un cortocircuito en la red puede deberse a otros motivos y no exclusivamente a la mala praxis de operarios. Aun así, este hecho puede provocar una serie de reflexiones de suficiente magnitud como para afectar sobre las tomas de usuarios colindantes en el caso de que el diseño de la red de distribución no se haya realizado correctamente.

Por ello, se va a realizar una comparación entre el comportamiento de la red SMATV en condiciones ideales (donde todas las tomas están cargadas con impedancias de 75Ω), y en el caso en el que una de las tomas se termina con un cortocircuito. La medida de simulación se realiza entre la entrada a la red de distribución y la toma de usuario de la planta cuarta donde se realizaron las medidas anteriores (véase figura 3.3). En las figuras 3.24 y 3.25 se muestra la comparación citada para las bandas TV y SAT respectivamente:

3.3 Comportamiento de una red SMATV ante un cortocircuito en una toma de usuario

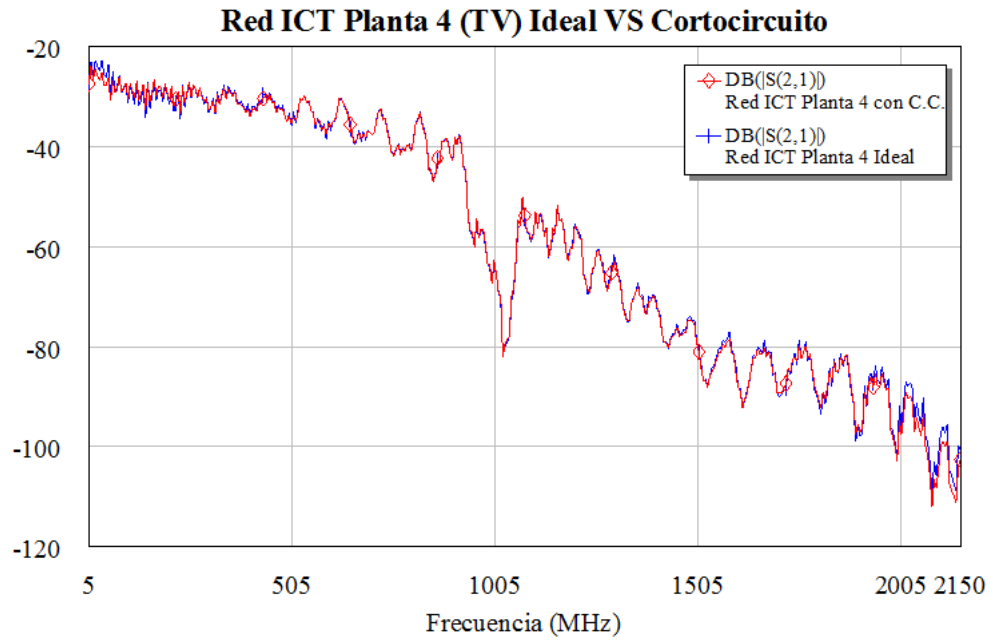


Figura 3. 24: Medida de simulación de la “Red ICT Planta 4” (Banda TV) del caso ideal frente a cortocircuito

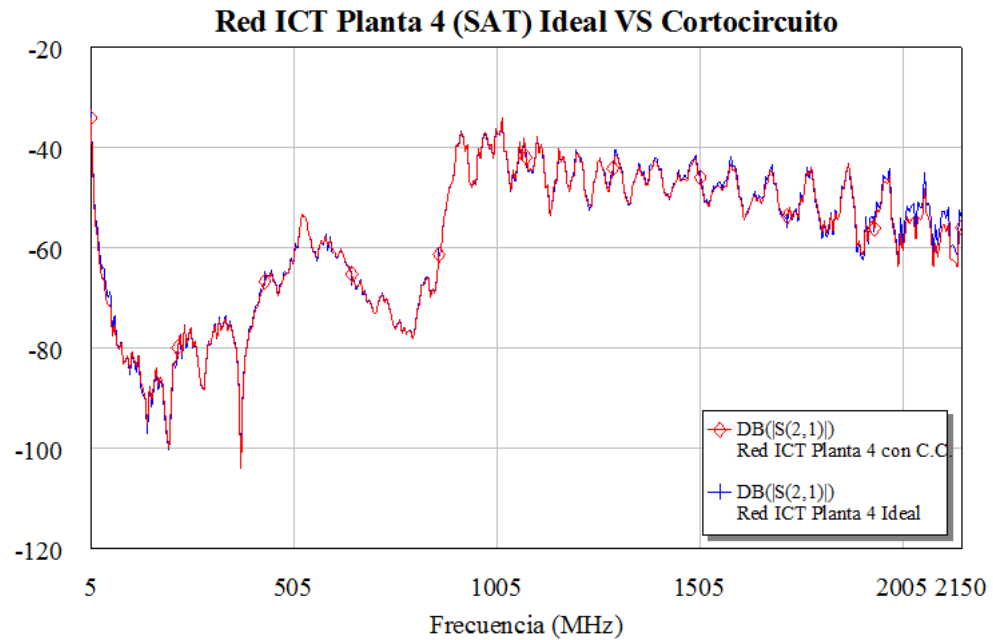


Figura 3. 25: Medida de simulación de la “Red ICT Planta 4” (Banda SAT) del caso ideal frente a cortocircuito

Observando la figura 3.25 para el caso, se observa que la respuesta de la red en la banda TV cuando se carga con un cortocircuito no difiere en gran medida de su comportamiento ideal. Ésto no quiere decir que no tengamos en cuenta que en el rango de

frecuencias comprendidas entre 5 MHz y 505 MHz aproximadamente, la respuesta presente una ligera variación pero en este caso, no es significativa como para afectar al servicio. Por tanto, el aislamiento existente entre tomas de usuario de la red SMATV es suficiente como para que este suceso afecte a viviendas colindantes.

Como hasta ahora el análisis del comportamiento de las redes SMATV se ha realizado a partir de la respuesta a un tren de pulsos en el dominio frecuencial, por último se realiza un estudio sobre el mismo comportamiento mediante el cálculo de la respuesta al impulso en el dominio temporal.

3.4 Cálculo de la respuesta al impulso de redes SMATV

Como se ha comentado en el capítulo anterior de éste proyecto, una manera de calcular la respuesta al impulso de la red/dispositivo es mediante la función de Microwave Office AWR llamada TDR-LPI. Dicha función realiza un proceso similar a la realización de medidas en el tiempo TDR/TDT y mantiene también tiene un cierto parecido con la medida TDR disponible en algunos VNA's.

Por tanto se procede a aplicar dicha función sobre los circuitos implementados anteriormente para la calcular la respuesta al impulso de las medidas estudiadas. Las primeras representaciones que se muestran, corresponden a las medidas sobre la red ICT Planta 4 en sus diferentes bandas.

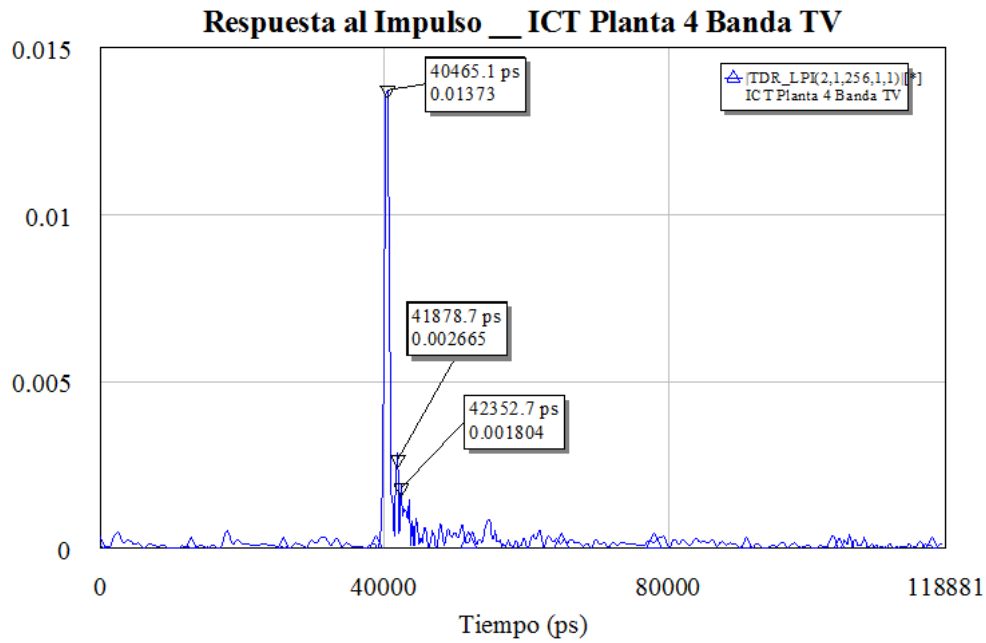


Figura 3. 26: Respuesta al impulso de la red ICT Planta 4 (TV) aplicando TDR-LPI

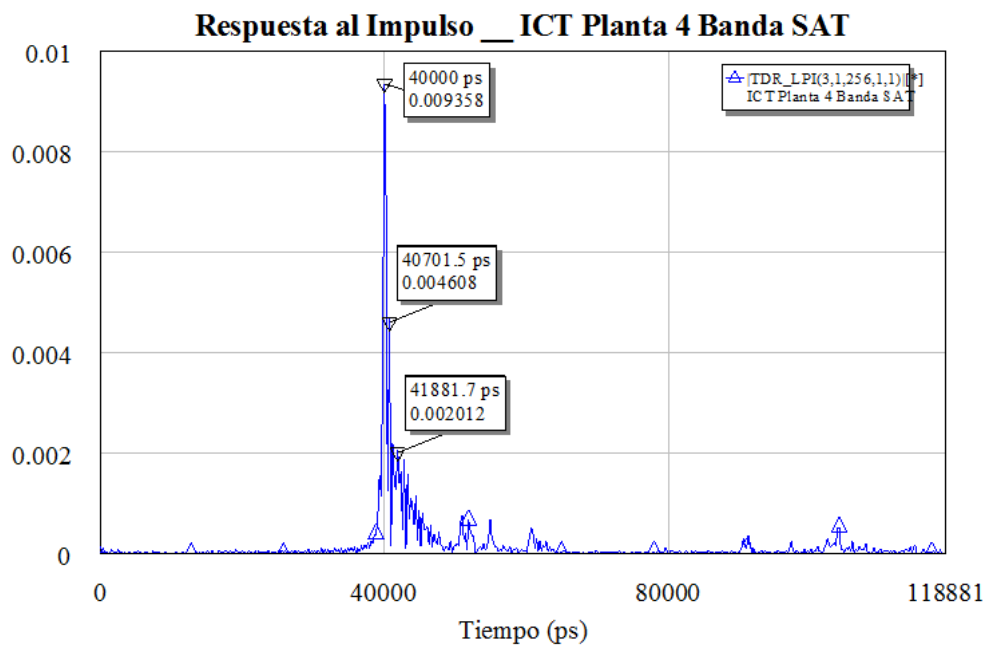


Figura 3. 27: Respuesta al impulso de la red ICT Planta 4 (SAT) aplicando TDR-LPI

Realizando un estudio sobre las figuras 3.26 y 3.27, cabe comentar que la respuesta de la red en las dos bandas analizadas (TV y SAT) presentan un retardo de aproximadamente 40000 ps, valor que es aceptable para este tipo de redes.

Por otro lado, se presta atención a los distintos picos que aparecen después del pico principal. Estos picos son “ecos” resultantes a partir del pico principal, que tienen menor potencia que el principal pero que pueden dificultar de alguna manera la recepción de la señal, aunque en este caso no son apreciables. La amplitud del eco secundario que observamos en la figura 3.27 tiene un valor de 0.004608, que siendo 0.009358 la amplitud del pico absoluto de la respuesta al impulso, la magnitud del eco se encuentra a -3dB, magnitud tal vez suficiente para tenerla en cuenta. Estos ecos pueden ser debidos a las posibles desadaptaciones que existan en la red. Mediante las técnicas de medida en el dominio del tiempo descritas en este proyecto, es posible conocer la localización de estas desadaptaciones a partir de la distancia temporal que hay desde el pico absoluto al eco pertinente para poder tratarla.

Posteriormente, se aplica la misma medida (TDR-LPI) sobre la red para el Aislamiento Toma de Usuario en las correspondientes bandas de TV y SAT.

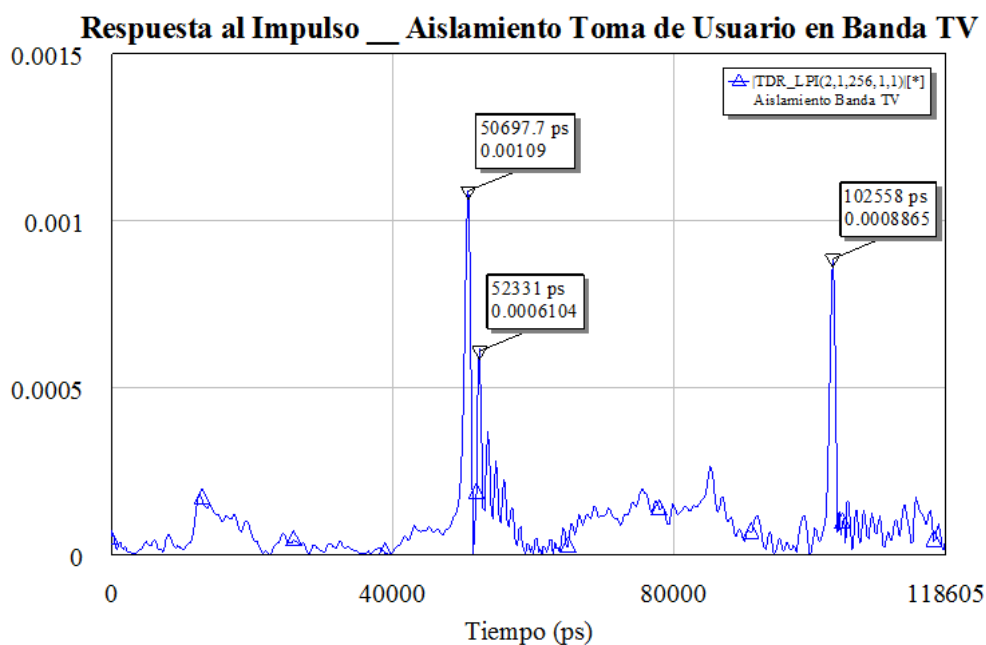


Figura 3. 28: Respuesta al impulso del Aislamiento Toma de Usuario (TV) medida mediante TDR-LPI

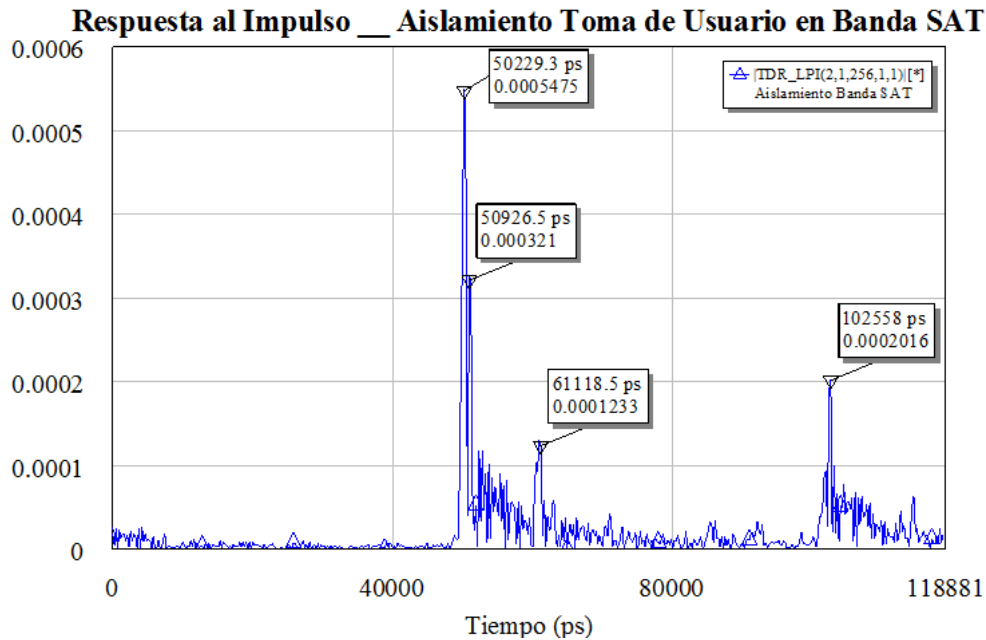


Figura 3. 29: Respuesta al impulso del Aislamiento Toma de Usuario (SAT) medida mediante TDR-LPI

En este caso la respuesta al impulso en las dos bandas analizadas tiene un retardo de 50000 ps, un valor poco superior al que correspondía a la medida anterior. Sin embargo, en la respuesta obtenida en este caso, se observa en la banda TV un eco a los 100000 ps aproximadamente de una magnitud muy próxima al primer pico absoluto de la respuesta. En la banda de SAT no ocurre de igual manera, pero hay que decir que la aparición de un eco de valor proporcional al pico absoluto de la respuesta al impulso de la medida, podría dificultar la recepción de señales de manera considerable. En este caso como lo que se está midiendo es el aislamiento que existe entre dos tomas de usuario cuando por un lado se introduce una señal, no tiene el mismo significado ya que cuanto menor sea la amplitud de estos picos mejor será el aislamiento entre tomas.

Una vez analizado las dos medidas realizadas sobre la red ICT, se pueden comprobar que los picos absolutos correspondientes a las distintas respuestas al impulso, tienen magnitudes coherentes ya que el pico absoluto en transmisión en banda TV (por ejemplo) tiene una amplitud de 0.01373, y el pico absoluto de la respuesta al impulso correspondiente al aislamiento entre tomas en banda TV tiene una amplitud de 0.00109, es decir, está casi 100 dB por debajo de la señal transmitida y por tanto no afectaría de manera considerable a la señal recibida.

Para corroborar por otro lado la existencia de reflexiones a la entrada de la toma de usuario, se podría calcular directamente la respuesta al impulso correspondiente con el parámetro S_{22} (por ejemplo) del “Aislamiento Toma de Usuario en Banda TV” obteniendo la siguiente figura:

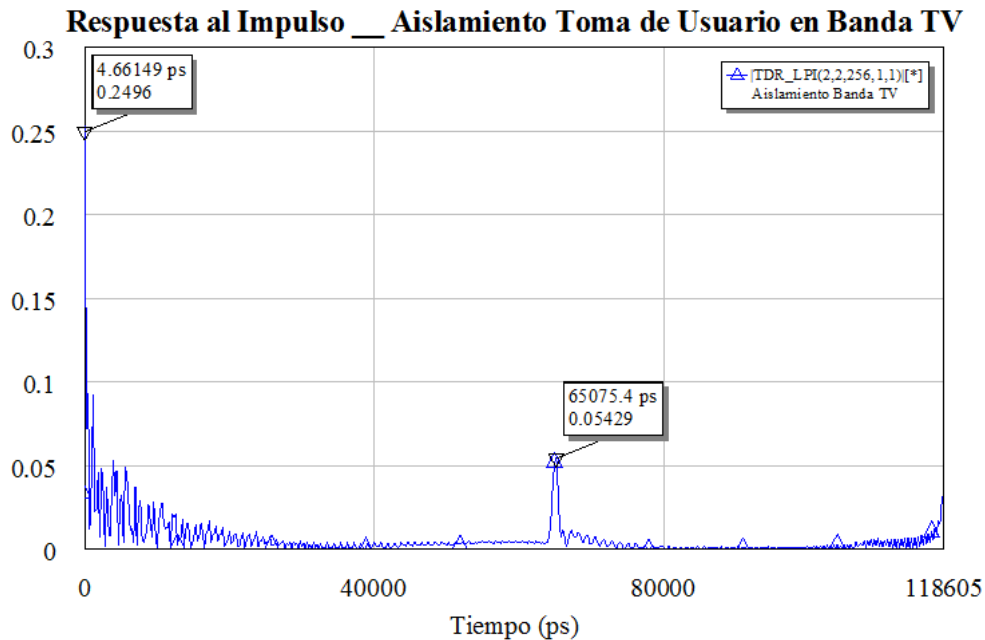


Figura 3. 30: Respuesta al impulso del Aislamiento Toma de Usuario (TV) medida mediante TDR-LPI a partir del S_{22}

Efectivamente las tomas de usuario de la red no son de buena calidad ya que al introducir una señal por el puerto 2 en este caso, provoca la aparición de una reflexión en ese mismo punto de una magnitud considerable.

Por último, se analiza la respuesta al impulso para la banda TV y SAT en la situación en la que por alguna causa, se cargaba una de las tomas con un cortocircuito. Este cálculo, tal vez muestre información relevante sobre la magnitud en la que puede afectar el cortocircuito a las demás tomas de usuario de la planta.

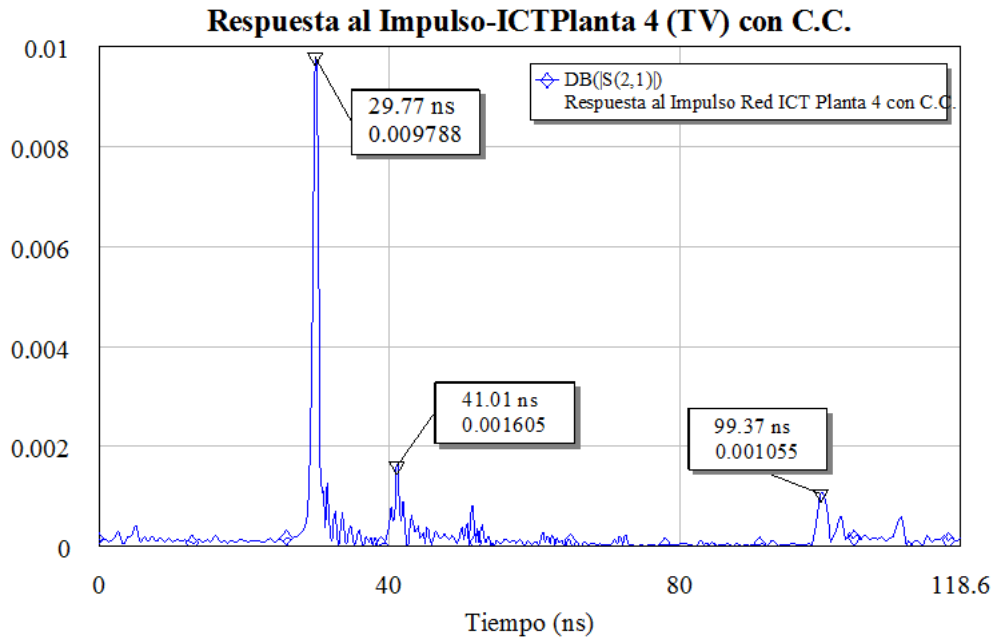


Figura 3. 31: Respuesta al impulso de la “Red ICT Planta 4” (Banda TV) con cortocircuito

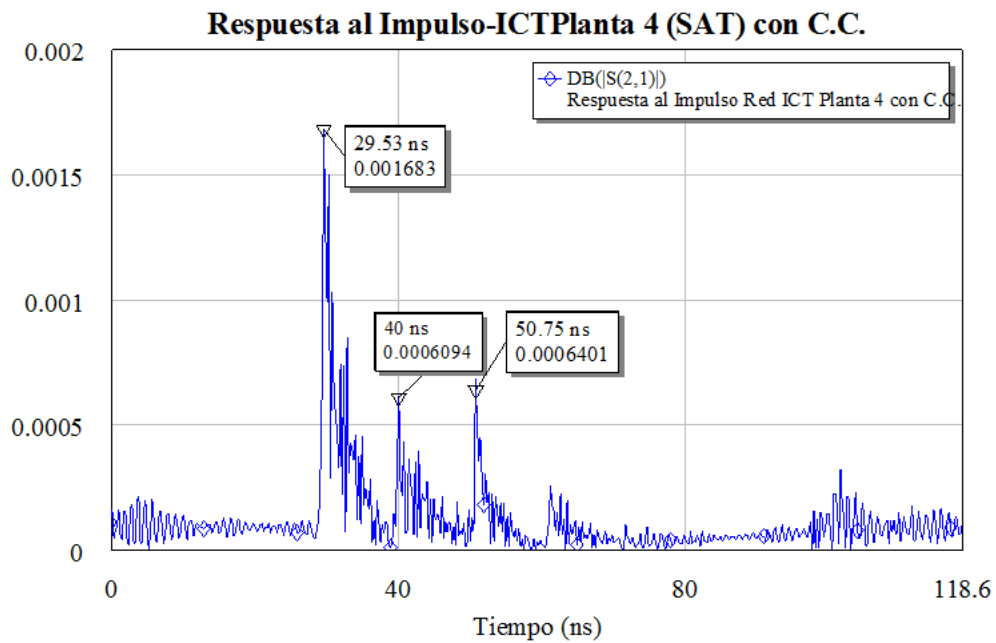


Figura 3. 32: Respuesta al impulso de la “Red ICT Planta 4” (Banda SAT) con cortocircuito

Realizando una comparación entre las respuestas al impulso correspondientes a cada una de las bandas (figura 3.31 y figura 3.32), se observa que el cortocircuito no provoca la aparición de ecos de magnitud significativa como para tenerlos en cuenta. Con ello, verificamos que un cortocircuito no tiene repercusiones directas sobre el comportamiento de la red de distribución.

Capítulo 4

Conclusiones

4.1 Conclusiones

Uno de los objetivos del proyecto era asentar la aplicación de las técnicas de medida TDA sobre redes SMATV capaces de distribuir servicios de radiodifusión sonora o de televisión. Estas técnicas en comparación con las medidas realizadas mediante VNA en el dominio de la frecuencia, presentan unas ciertas complicaciones o limitaciones a la hora de realizar un análisis exhaustivo de unas redes o dispositivos. En especial, este trabajo se ha enfocado principalmente a la utilización de las técnicas de medida TDR/TDT sobre redes de distribución SMATV.

Para concluir este Proyecto Fin de Carrera (PFC), se exponen las conclusiones obtenidas a lo largo del trabajo.

Para el desarrollo del trabajo, se realizan dos tipos de medidas de los parámetros S mediante VNA de la red SMATV disponible en el Campus Sur de la Universidad

Politécnica de Madrid, reconociéndolas como: “ICT Planta 4” y “Aislamiento Toma de Usuario en banda TV&SAT”. Ésta es un ejemplo adecuado de red de distribución a analizar.

El objetivo era conocer las relaciones existentes entre la realización de medidas en el dominio temporal y en el dominio frecuencial, así como ampliar el conocimiento sobre las limitaciones que presentan las medidas en el tiempo TDA sobre distintos dispositivos y redes, de ahí que en el capítulo 2 se realizase un estudio detenido sobre dichas relaciones entre dominios y los factores más concluyentes con los que el análisis TDR/TDT tendrá que convivir.

Al comienzo de ésta memoria se realizó una breve introducción sobre el concepto de ICT y los elementos que la forman. Seguido, se asientan las bases teóricas de las técnicas de medida en el dominio del tiempo, así como su aplicación en el campo de las microondas. Posteriormente, se realizó una comparación entre el análisis TDR/TDT y el análisis mediante VNA, así como las limitaciones que aparecen en la aplicación de dichas técnicas llegando a la conclusión que factores como es la señal excitación con sus correspondientes características, limitarán de manera considerable la aplicación de las técnicas de medida en el tiempo sobre los dispositivos o redes expuestas. A partir de las limitaciones que aparecen, se estudiaron las relaciones matemáticas que existen entre ambos dominios (temporal y frecuencial). Se observó que dichas relaciones se pueden considerar directas, y por tanto se explicaron los procedimientos a seguir para el cálculo de la función de transferencia en el dominio frecuencial que caracteriza a una red o dispositivo para su futura aplicación en el proyecto. Después, se razonaron las características que debía tener la señal de excitación para la obtención de unos resultados adecuados mediante el análisis TDR/TDT, donde destaca la conclusión de que la utilización de una señal de excitación del tipo tren de pulsos con ciclo de trabajo del 50%, ofrece una mayor eficiencia y precisión en el análisis TDR/TDT. De manera consecuente, se explica el procedimiento de cálculo de la función de transferencia a partir de un análisis temporal de los dispositivos o redes citadas.

Los parámetros S medidos de las redes citadas anteriormente, se utilizan para realizar las simulaciones de un análisis mediante VNA frente a una análisis TDR/TDT, utilizando la aplicación Microwave Office AWR. El análisis del parámetro S_{21} del circuito implementado para la simulación es directo, pero lo que realmente es más

complejo es la definición de las características de la señal de excitación así como los parámetros a fijar para que la función de transferencia calculada tenga una buena resolución en frecuencia para su futura comparación con el parámetro S_{21} medido. Tras analizar los gráficos en los que se observa la similitud existente entre la curva que describe el parámetro S_{21} medido mediante VNA, y la curva correspondiente a la función de transferencia de la red calculada a partir de un análisis TDR/TDT, se llega a la conclusión de que dicho análisis realizado en el dominio temporal, es adecuado para poder caracterizar el comportamiento de la red propuesta en distintos puntos de vista o medidas realizadas.

Después se realiza un estudio sobre como podría afectar al comportamiento de la red SMATV, la colocación de un cortocircuito en una de las viviendas. Comparando el comportamiento ideal con el analizado en este caso particular, se comprueba que el aislamiento entre tomas es suficiente como para que dicho suceso no afecte a usuarios colindantes.

Seguidamente, observando las respuestas al impulso de las medidas tomada utilizando una función específica de simulación CAD, se descubre la aparición de ecos de tal manera que si éstos tienen un retardo y magnitud considerable con respecto al pico absoluto de cada medida, dichos ecos pueden dificultar la recepción de la señal correctamente. Como se ha estudiado, mediante la utilización de las técnicas de medida en el dominio del tiempo, estos ecos pueden servir para el análisis y localización de discontinuidades en las redes tratadas, ya que la aparición de estos ecos implica la existencia de una desadaptación. El análisis exhaustivo de los ecos puede surgir como estudio futuro.

Por último, como conclusión negativa o inconveniente encontrado en la aplicación de la técnicas de medida en el dominio del tiempo sobre estas redes, se indica que en ciertos rangos de frecuencia donde el nivel de la señal de excitación se encuentra por debajo del ruido de suelo o del ruido de cuantificación (o del algoritmo de cálculo del software), la función de transferencia calculada mediante el análisis TDR/TDT difiere de la curva que describe el parámetro S_{21} . Por tanto, habrá que prestar atención a la hora de escoger la señal de excitación para la realización de un análisis TDR/TDT, ya que su

espectro deberá cumplir unas ciertas características para que ésta no interfiera en la realización de las medidas.

Glosario

TDA	<i>Time Domain Analysis</i>
TDR	<i>Time Domain Reflectometry</i>
TDT	<i>Time Domain Transmission</i>
ICT	<i>Infraestructuras Comunes de Telecomunicaciones</i>
DUT	<i>Device Under Test</i>
VNA	<i>Vectorial Network Analyzer</i>

Referencias

- [1] *Real Decreto 279/1999*, B.O.E. 9 de Marzo de 1999
- [2] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan y V. K. Varadan. *Microwave Electronics Measurements and Materials Characterization*. John Wiley & Sons, Sussex 2004
- [3] Hyunsik K.; Yungseon E.; "*High frequency measurement based frequency variant transmission line characterization and circuit modelling for accurate signal integrity verification*,". ISQED '07
- [4] *Real Decreto 1/1998*, B.O.E 27 de Febrero 1998
- [5] *Real Decreto 11/1998*, B.O.E 24 de Abril 1998
- [6] *Real Decreto 38/1999*, B.O.E 5 de Noviembre 1999
- [7] *Real Decreto 401/2003*, B.O.E. 27 de Mayo de 2003
- [8] "*Time Domain Reflectometry Theory*", Agilent Technologies Application Note 1304-2, Mayo 2006.
- [9] "*TDR Impedance Measurements: A Foundation for Signal Integrity*" Tektronix application note, 2008.
- [10] Pozar, David M., "*Microwave Engineering*" Second Edition, Wiley, NYC 1998
- [11] "*Limitations and Accuracies of Time and Frequency Domain Analysis of Physical Layer Devices*", Agilent Technologies White Paper, Noviembre 2005.

- [12] “*Choosing Signal Integrity Measurement Tools: Time or Frequency Domain?*”, TDA SYSTEMS Application Note, Enero 2002.
- [13] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky, S. Hamid NAWAB, “*Signals and Systems*” Second Edition, Pearson Hall 1998
- [14] Thierauf, Stephen C., “*High-speed circuit board signal integrity*”, Artech House 2004
- [15] Time Domain Response – Low Pass Impulse (TDR-LPI), “*Microwave Office Help Function*”.
- [16] Mar S. Matías, “*Caracterización de redes de distribución de televisión*”, Proyecto Fin de Carrera de la Universidad Politécnica de Madrid, Mayo 2010.
- [17] Cortes, C.; del Casar, M. A.; Briso, C.; , “*Accurate modelling of SMATV networks through "S" parameters*,”. TELSIX '09. 9th International Conference on , vol., no., pp.572-575, 7-9 Oct. 2009